



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présentée par

SIF Souria

THEME

**Commande sans capteur mécanique
d'un moteur asynchrone basée
sur l'approche MRAS-FUZZY**

Soutenu le .../07/2021 devant la commission d'examen composée de :

Mr. LAGGOUN Louanasse	MCB à l'Université de Khenchela	Président
Mr. KHEMIS Abderrahmane	MCB à l'Université de Khenchela	Encadreur
Mr. BOURAS Mostapha	MAA à l'Université de Khenchela	Examineur

Promotion 2020/2021



Remerciements

*Remerciements à Dieu le tout puissant qui nous a aidé
à réaliser ce modeste travail. Nous tenons à remercier
notre promoteur Mr Abderrahmane khemis d'avoir
accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute
cette période*

*Enfin nous remercions l'ensemble, enseignants,
collègues de notre promotion et tout ceux qui nous ont
aidés à réaliser ce modeste travail.*

DEDICACES

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail.

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les garde et les protéger pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

A mes frères

A mes sœurs

A mes chers amis


A tous les amis (es) d'études surtout ceux de la spécialité Master commande électriques promotion 2021.



Souria



Table de matières



Promotion 2021

Table de Matières

- Remerciements
- Dédicaces
- Sommaire
- Index des notations
- Liste des figures

Introduction Générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I

Modélisations de la machine asynchrone

INTRODUCTION	4
I.1 DESCRIPTION DE LA MACHINE	4
I.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE	6
<i>I.2.1 Hypothèses de travail</i>	<i>7</i>
<i>I.2.2 Mise en équation de la machine asynchrone</i>	<i>8</i>
I.3 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (d,q)	10
<i>I.3.1 Transformation de PARK.....</i>	<i>10</i>
<i>I.3.2 Choix du référentiel.....</i>	<i>12</i>
I.4 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	12
I.5 SIMULATION DU MODELE.....	13
I.6 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	17
<i>I.6.1 Modélisation du redresseur</i>	<i>18</i>
<i>I.6.2 Modélisation du filtre</i>	<i>18</i>
<i>I.6.3 Modélisation de l'onduleur triphasé.....</i>	<i>19</i>
<i>I.6.4 Modulation par largeur d'impulsions</i>	<i>22</i>
<i>I.6.5 Simulation du modèle machine-onduleur.....</i>	<i>23</i>
I.7 CONCLUSION	25

Chapitre II

Commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone

INTRODUCTION	27
II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :	28
II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC) :	29
II.3 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE:	30
<i>II.3.1 Principe du découplage par compensation :</i>	<i>33</i>
<i>II.3.2 Calcul des régulateurs :</i>	<i>35</i>
II.4 RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS	38
<i>II.4.1 Interprétation des résultats</i>	<i>39</i>
II.5 CONCLUSION :	39

CHAPITRE III

THEORIE DES ENSEMBLES FLOUS

INTRODUCTION	41
III.1 THEORIE DES ENSEMBLES FLOUS.....	42
III.2 LES FONCTIONS D'APPARTENANCE	43
III.3 OPERATIONS SUR LES ENSEMBLES FLOUS.....	44
III.4 LES REGLES FLOUES.....	46
III.5 CONTROLEURS FLOUS	47
<i>III.5.1 Base de données</i>	<i>48</i>
<i>III.5.2 Processeur d'entrée (Fuzzification).....</i>	<i>48</i>
<i>III.5.3 Base de règles.....</i>	<i>49</i>
<i>III.5.4 Méthode d'inférence floue</i>	<i>49</i>
<i>III.5.5 Processeur de sortie (Défuzzification).....</i>	<i>50</i>
III.6 LES ETAPES DE CONCEPTION D'UN SYSTEME FLOU	51
<i>III.6.1 Définition des variables du système</i>	<i>51</i>
<i>III.6.2 Choix de la partition floue</i>	<i>51</i>

III.6.3	Choix des fonctions d'appartenances	51
III.7	ARCHITECTURE D'UNE COMMANDE FLOUE	51
III.8	CONCLUSION :	52

CHAPITRE IV

COMMANDE SANS CAPTEUR MECANIQUE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE BASEE SUR L'APPROCHE MRAS-FUZZY

INTRODUCTION	53	
IV.1	SYSTEME ADAPTATIF AVEC MODELE DE REFERENCE MRAS	54
IV.1.1	MRAS base sur l'estimation du flux rotorique	55
IV.2	ESTIMATION EN TEMPS REEL DE L'INVERSE DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE PAR LA TECHNIQUE MRAS	60
IV.3	MRAS FLOUE DE LA VITESSE ET DE L'INVERSE DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE.....	63
IV.4	RESULTATS DE SIMULATION.....	68
IV.5	CONCLUSION :	70
CONCLUSION GENERALE	71	
BIBLIOGRAPHIES	72	
ANNEXES	77	



Notations et symboles



Promotion 2021

NOTATIONS ET SYMBOLES

ω_s	Vitesse angulaire électrique statorique
ω_{gl}	Vitesse angulaire électrique de glissement.
ω	Vitesse angulaire électrique rotorique.
p	Nombre de paires de pôles.
g	Glissement.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
R_r	Résistance d'une phase rotorique.
$[R_s]$	Matrice des résistances statorique.
$[R_r]$	Matrice des résistances rotorique.
M_0	Valeur maximale des inductances mutuelles statoriques et rotoriques.
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances statoriques.
$[L_{rr}]$	Matrice d'inductances rotoriques.
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator- rotor.
$L_s = l_s - m_s$	Inductance propres cyclique statorique.
$L_r = l_r - m_r$	Inductance propres cyclique rotorique.
$M = \frac{3}{2} M_0$	Mutuelle inductance cyclique stator- rotor.
V_{ds}, V_{qs}	Composantes du vecteur tension statorique dans le référentiel (d,q)
V_{dr}, V_{qr}	Composantes du vecteur tension rotorique dans le référentiel (d,q)
C_{em}	Couple électromagnétique.

C_r	Couple de charge (résistant).
J	Inertie totale du système.
f_v	Coefficient de frottement.
Ω	Vitesse mécanique du rotor.
θ_{OBS}	Angle de rotation lié au référentiel d'observation.
θ_s	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au stator
θ_r	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au rotor
θ	Angle de rotation du rotor par rapport au stator
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Constante de temps des courants statoriques.
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constante de temps des courants rotoriques.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$	Coefficient de dispersion de Blondel.



Liste des figures

Liste des figures

FIG.I.1:	CONSTRUCTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	5
FIG.I.2:	LES DEUX TYPES DE STRUCTURES DE ROTORS.....	6
FIG.I.3:	REPRESENTATION SCHEMATIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	8
FIG.I.4:	REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE TRIPHASEE ET BIPHASEE EQUIVALENTE	11
FIG.I.5:	ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN BOUCLE OUVERTE	14
FIG.I.6:	REPOSE DE LA MACHINE EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_r = 0$	15
FIG.I.7:	REPOSE DE LA MACHINE AVEC APPLICATION D'UNE CHARGE $C_r = 10 N.m$ A $t = 0.6s$	16
FIG.I.8:	SCHEMA D'ENSEMBLE CONVERTISSEUR MACHINE	17
FIG.I.9:	CIRCUIT ELECTRIQUE DU REDRESSEUR TRIPHASE A DIODES	18
FIG.I.10:	FILTRE L-C	18
FIG.I.11:	SCHEMA ELECTRIQUE D'UN ONDULEUR TRIPHASE A TROIS BRAS ALIMENTANT LA MAS.....	20
FIG.I.12:	PRINCIPE DE LA MLI SINUS-TRIANGLE.....	22
FIG.I.13:	ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE-ONDULEUR EN BOUCLE OUVERTE.....	23
FIG.I.14:	TENSION TRIPHASEE GENeree PAR L'ONDULEUR MLI	24
FIG.I.15:	REPOSE DU SYSTEME MACHINE-ONDULEUR EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_r = 0$	24
FIG.I.16:	REPOSE DU SYSTEME MACHINE-ONDULEUR AVEC $C_r = 10 N.m$ A $t = 0.6s$	25
FIG.II.1:	PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
FIG.II.2:	SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
FIG.II.3:	RECONSTITUTION DES TENSIONS V_{ds}^* ET V_{qs}^*	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
FIG.II.4:	REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE.....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
FIG.II.5:	DECOUPLAGE PAR ADDITION DES TERMES DE COUPLAGE.....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
FIG.II.6:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE COURANT	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
FIG.II.7:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE VITESSE.....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
FIG.II.8:	SCHEMA GLOBAL DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
FIG.II.9:	PROFILES DE REFERENCE VITESSE-COUPLE.....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.

FIG.II.10:	RESULTATS DE SIMULATION DE LA REGULATION DE LA VITESSE AVEC COMMANDE VECTORIALE INDIRECTE (IFOC).....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
FIG. IV-1.	STRUCTURE MRAS.....	55
FIG. IV-2.	ESTIMATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE MRAS BASEE SUR LE FLUX ROTORIQUE.....	60
FIG. IV-3.	ESTIMATION DE L'INVERSE DE LA CONSTANCE DE TEMPS ROTORIQUE BASEE SUR MRAS.	63
FIG. IV-4.	STRUCTURE DU REGULATEUR FLOUE PROPOSE.	64
FIG. IV-5.	FONCTIONS D'APPARTENANCES TYPE-1:.....	66
FIG. IV-6.	SCHÉMA BLOCK DE L'OBSERVATEUR MRAS AVEC ADAPTATION DE LA VITESSE	67
	ET DE L'INVERSE DE LA A CONSTANCE DE TEMPS ROTORIQUE.....	67
FIG. IV-7.	SCHEMA GENERAL DU CONTROLEUR FLOUE PROPOSE	68
FIG. IV-8.	VARIATION DE CR ET DE RR.....	69
FIG. IV-9.	VITESSE ROTORIQUE	69
FIG. IV-10.	ERREUR D'ESTIMATION DE LA VITESSE.....	69
FIG. IV-11.	ERREUR DE VITESSE DE POURSUITE DE LA TRAJECTOIRE	69
FIG. IV-12.	FLUX ROTORIQUE.....	69
FIG. IV-13.	COURANT STAORIQUE ISD ET ISQ	69
FIG. IV-14.	INVERSE DE LA CONSTANCE DE TEMPS ROTORIQUE	70
FIG. IV-15.	ERREUR DE L'ESTIMATION DE L'INVERSE DE LA CONSTANCE DE TEMPS ROTORIQUE	70



Introduction générale



Promotion 2021

Introduction générale

Le moteur à induction, de par sa construction et sa robustesse, assure une large plage d'application au domaine de l'industrie. Son exploitation pour fournir de l'énergie mécanique est excellente, mais malheureusement sa commande est relativement complexe, à cause de non linéarité de son modèle dynamique et ses variables d'états ne sont pas toutes mesurables (variables rotorique).

Plusieurs stratégies de commande ont été développées par les chercheurs pour surmonter le problème de la complexité de sa commande. La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique assure un découplage efficace entre les principales grandeurs de sorties du moteur à induction à savoir le flux et le couple. En outre, elle nécessite l'emplacement d'un capteur de vitesse afin de satisfaire le processus de découplage. Le capteur de vitesse entraîne une augmentation du coût de l'installation et une fragilisation du système d'entraînement. Par conséquent sa suppression et l'utilisation des techniques d'estimations pour améliorer la robustesse de la commande et diminuer son coût s'avéré nécessaire. De cette constatation est née l'idée de la substitution du capteur physique par un autre du type algorithmique, estimateur ou observateur, où la vitesse et/ou la position du rotor ne sont plus directement mesurées mais calculées à partir des terminaux électriques du stator de la machine

L'observateur MRAS est l'un des observateurs les plus utilisés pour l'estimation de la vitesse du moteur à induction mais présente un inconvénient majeur: ses faibles performances à basse vitesse et sa sensibilité à la variation de la résistance du rotor.

Plusieurs systèmes adaptatifs avec modèles de références (MRAS) basé sur le flux du rotor, la force électromotrice, la puissance réactive et le produit vectoriel entre la tension et le courant statorique ont été proposés. Schauder fut le premier qui utilisa la MRAS basée sur le flux du rotor cette, stratégie reste la plus citée dans la littérature.

Cependant beaucoup d'efforts ont été axés sur l'amélioration des performances de cette méthode surtout pour la très faible vitesse ceci est dû à la sensibilité aux variations paramétriques. Dans ce contexte, les techniques de l'intelligence artificielle, notamment la logique floue, pourront être utilisées à bon escient pour leur qualités à résorber certains problèmes liées aussi bien aux erreurs de modélisation qu'à la méconnaissance même du modèle du système à commander.

La commande est l'un des principaux domaines d'application de la logique floue. Une commande floue est caractérisée par :

- Son aptitude à appréhender des problèmes tels que non linéarités et retards
- Possibilité de prise en compte d'objectifs contradictoires
- L'utilisation du savoir d'un expert sur la façon de piloter le système et donc la suppression de la procédure de modélisation mathématique du processus à commander.

Les régulateurs flous ont montrés leur efficacité dans la commande des systèmes non linéaires, et dans plusieurs cas ont démontré qu'ils sont robustes et que leurs performances sont moins sensibles aux variations paramétriques par rapport aux régulateurs conventionnels.

Le présent travail est structuré en quatre chapitres donnés comme suit :

Chapitre 1 : modélisation de la machine asynchrone.

Dans ce chapitre, nous présenterons une modélisation de la machine à induction à cage d'écureuil s'appuyant sur la transformation de Park puis une représentation d'état en vue de la commande et de l'observation ainsi que son système d'alimentation

Chapitre 2 : Commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone.

. Dans ce deuxième chapitre , nous exposons le principe de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique (IFOC). Cette approche présente l'avantage d'une simplicité de conception et de mise en œuvre d'une loi de commande robuste vis à vis des variations paramétriques.

Chapitre 3 : Théorie des ensembles flous.

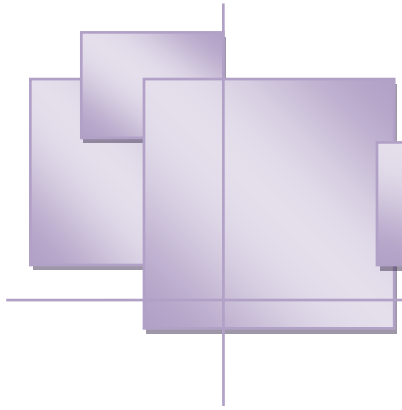
Ce chapitre est consacré à la présentation du fondement théorique de la logique floue et du concept des ensembles flous.

Chapitre 4 : Commande Vectorielle Indirecte Sans Capteur de vitesse à base de logique Floue

Dans ce chapitre, on donne une présentation générale de la commande sans capteur mécanique basée sur la technique de MRAS (Model Référence Adaptive System). Par la suite les étapes conduisant à la conception d'un estimateur flou de la vitesse et de l'inverse de la constante de temps du rotor basé sur la technique MRAS. Le mécanisme d'adaptation est remplacé par un contrôleur flou. Le principal avantage de cette approche est de prendre en

compte les incertitudes linguistiques présentées dans les règles des modèles estimés, ce qui améliore les performances de l'estimateur et sa robustesse face aux variations de paramètres. Les résultats des simulations ont prouvé l'efficacité de cette approche.

Enfin, ce travail est clôturé par une conclusion générale.



Chapitre I

Introduction

A cause de la facilité de son alimentation, la simplicité de sa construction, sa robustesse, son entretien limité et aussi son prix relatif intéressant, la machine asynchrone ou machine à induction, couvre la plupart des applications tant industrielles qu'à usage domestique couvrant, une large gamme de puissance qui peut s'étendre de quelques centaines de Watts à quelques méga-Watts.

Le fonctionnement de la machine à induction est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par la source d'alimentation et les courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par ce champ tournant. Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. Le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est en court - circuit et tournant.

L'étude numérique de la machine asynchrone s'appuie sur deux types de modèles qui possèdent chacun des avantages et des inconvénients. Le premier utilise des grandeurs physiques, telles que les inductions et les densités de courant. Ce modèle complexe, intéresse de plus près le concepteur de machines et nécessite pour sa mise en œuvre, un vaste programme de calcul du champ magnétique qui n'est pas accessible à l'utilisateur ordinaire de la machine. Le deuxième type qui intéresse le concepteur des ensembles "machine-convertisseur", décrit la machine en termes de circuits électriques.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, du point de vue automatique, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de modèle. On associe le moteur à un onduleur en vue de sa commande en tension. Le logiciel Matlab simule le comportement du moteur en régime statique et dynamique.

I.1 DESCRIPTION DE LA MACHINE

La machine asynchrone est composée d'un stator à trois enroulements triphasés appelé inducteur et d'un rotor appelé induit (figure (I.1)).

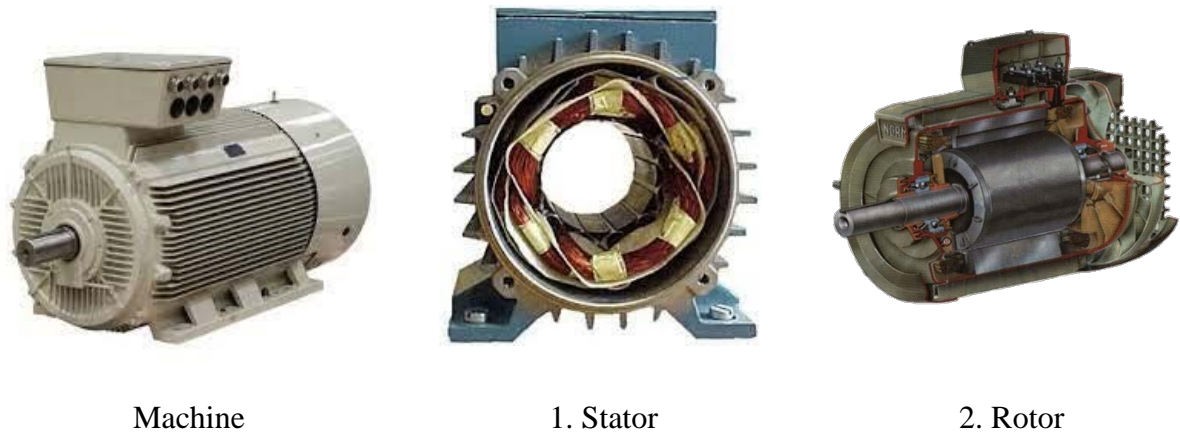


Fig.I.1: Construction de la machine asynchrone

1. **Stator** : Anneau de tôles encoché à l'intérieur et portant un enroulement triphasé semblable à celui d'un alternateur. Cet enroulement est presque toujours relié à la source et constitue le primaire.
2. **Rotor** : Anneau de tôles rainuré à l'extérieur, concentrique à la première et séparé de lui par un entrefer étroit d'épaisseur constante. Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit constituant le secondaire. On distingue principalement deux types de structures de rotors:
 - **Rotor à cage d'écureuil** : L'ensemble à l'aspect d'une cage cylindrique dont à chaque bout une couronne métallique est raccordée dans laquelle se trouve un empilement de tôles dont l'axe du moteur passe au centre.
 - **Rotor bobiné** : Comme pour le rotor à cage il est constitué de tôles empilées, mais des encoches sont pratiquées pour le passage du bobinage qui lui-même est raccordé en une extrémité en bout d'arbre sur des bagues l'autre extrémité du bobinage est connectée ensemble (point milieu du couplage étoile). Sur les bagues viennent frotter les balais (aussi appelé les collecteurs) qui sont raccordés au dispositif de démarrage (résistance).

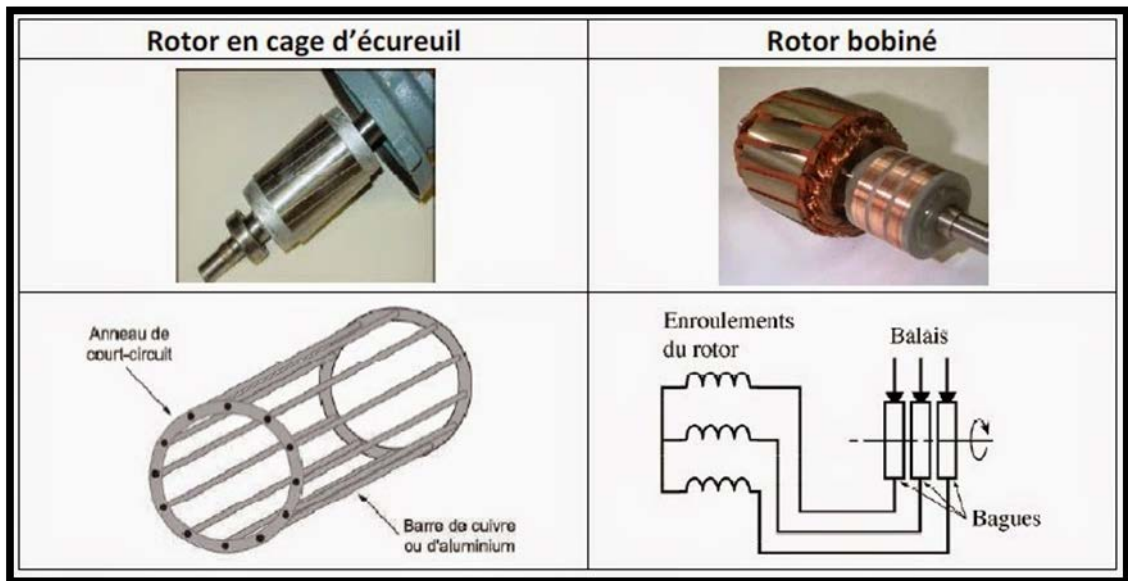


Fig.I.2: les deux types de structures de rotors.

Dans les deux cas, la création d'un champ tournant au stator engendre des courants induits dans le rotor à la pulsation ω_s . Ces courants tendent à s'opposer à la variation de flux dans les spires du rotor. Il en résulte un couple mécanique sur ce dernier. Le fonctionnement normal de la machine asynchrone qui suppose la génération de couple est obligatoirement accompagné d'une différence ω_r , appelée pulsation de glissement, entre la pulsation statorique ω_s et la pulsation mécanique $p\Omega$. Le rotor tournant à la vitesse Ω , les courants rotoriques ont pour pulsation $\omega_r = \omega_s - p\Omega$. Le couple électromagnétique est proportionnel à la pulsation ω_r : si la pulsation des courants rotoriques s'annule, le couple s'annule également. On parle alors de synchronisme [1].

I.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

L'étude de cette machine dans le but de la commande, nous oblige à la mettre sous forme d'un modèle mathématique regroupant tous les paramètres (résistance, inductance, mutuelle...) permettant ainsi de mettre en évidence certains phénomènes apparaissant lors de son fonctionnement. En outre, ce modèle nous apporte une aide appréciable dans la résolution des problèmes techniques qui interviennent au cours des applications.

Nous discernons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques qui sont présentés par leur degré de complexité croissant [2], nous avons :

- La modélisation de Park, qui est construite à partir des équations électriques de la machine avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, ce type d'approche est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande à cause de la simplicité de la formulation algébrique [3].
- La modélisation par réseau de perméance qui consiste à modéliser le circuit magnétique de la machine par un schéma électrique équivalent. Elle peut être utilisée pour tester la robustesse des algorithmes de commande en plus de la contribution à l'estimation des paramètres de la machine ;
- La modélisation par éléments finis, c'est la plus précise elle est surtout utilisée pour la conception des machines (dimensionnement).

I.2.1 Hypothèses de travail

La machine asynchrone étant un système dynamique non linéaire, il est important et nécessaire d'avoir un modèle qui représente fidèlement son comportement au niveau des modes électriques, électromécanique et mécanique. Dans la littérature de la commande, le modèle de PARK est généralement choisi [4][5].

Afin de définir et simplifier le modèle de la machine asynchrone, certaines hypothèses simplificatrices sont à prendre en considération à savoir :

- Entrefer d'épaisseur uniforme.
- Effet des encoches négligé.
- Circuit magnétique non saturé et a une perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques ne sont pas prises en compte.
- Le bobinage triphasé et symétrique et la répartition de la force magnéto-trice dans l'entrefer est constante.

Parmi les conséquences de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques.

I.2.2 Mise en équation de la machine asynchrone

La machine asynchrone est présentée schématiquement par la figure (I.3). Elle est munie de six enroulements [6].

- Trois enroulements (A, B, C) fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Trois enroulements (a, b, c) identiques décalés dans l'espace de 120°, ces enroulements sont en court-circuit avec une tension nulle à leurs bornes.

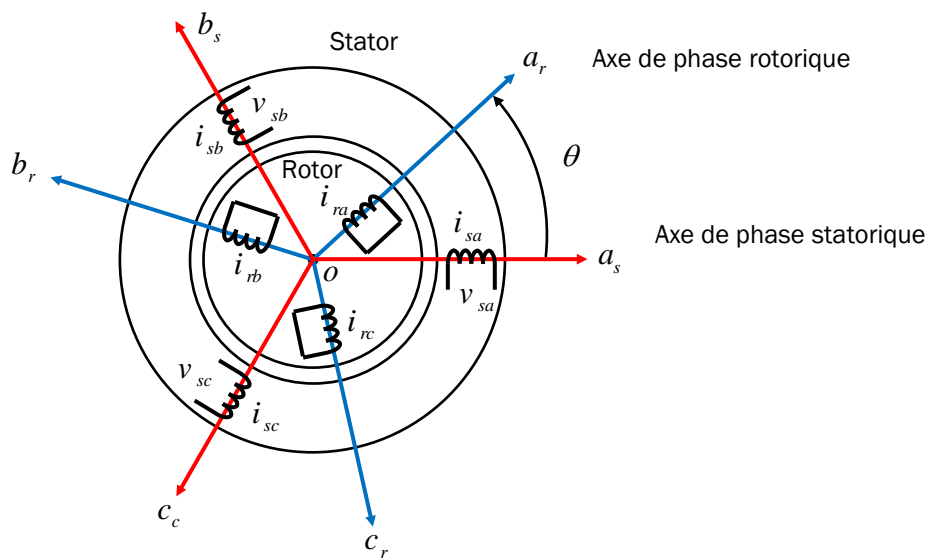


Fig.I.3: Représentation schématique de la machine asynchrone

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

Les six enroulements a_s, b_s, c_s et a_r, b_r, c_r (figure I.3) obéissent aux équations électriques suivantes :

• **Équations électriques**

La loi de Faraday permet d'écrire globalement :

$$V = RI + \frac{d}{dt} \Phi \tag{I.3}$$

et spécifiquement, pour chaque enroulement de la machine on a :

$$V_s = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \tag{I.4}$$

$$V_r = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \tag{I.5}$$

avec :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t, \quad [V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^t \\ [I_s] &= [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t, \quad [I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^t \\ [\Phi_s] &= [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^t, \quad [\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^t \\ [R_s] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Les trois enroulements rotoriques r_a , r_b et r_c sont en court-circuit, d'où :

$$[V_r] = [0 \ 0 \ 0]^t$$

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

- **Équations magnétiques**

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielles comme suit :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

avec :

$$\begin{aligned} [M_{sr}] &= [M_{rs}]^t, \quad [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_s & l_r \end{bmatrix} \\ [M_{sr}] &= [M_{rs}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Les équations (I.4), (I.5) et (I.6) conduisent au modèle asynchrone triphasé suivant :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \quad (I.7)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_{rr}][I_{rabc}] \} \quad (I.8)$$

- **Équation mécanique**

On associe aux équations précédentes, l'équation du mouvement exprimant la relation fondamentale de la dynamique des systèmes en rotations:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \quad (I.9)$$

La résolution analytique du système d'équations (I.7), (I.8) et (I.9) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position, ce qui conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position [7].

I.3 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (d,q)

Etant donné que l'équation de la matrice des inductances mutuelles est à éléments non constant et que les coefficients des équations (I.7) et (I.8) sont variables, la résolution analytique de ce système se heurte alors à des difficultés insurmontables, particulièrement lors de l'étude des phénomènes transitoire. On utilisera alors des transformations mathématiques permettant de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système triphasé et qui reste valable pour la machine réelle [8].

I.3.1 Transformation de PARK

La transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes en des enroulements équivalent du point de vue électrique et magnétique disposés sur deux axes (d, q). Une matrice $P(\theta_{obs})$ de Park permet le passage des composantes X_{abc} , du système triphasé aux composantes X_{dq} tournant à une vitesse qui dépend des grandeurs statoriques ou rotoriques, soit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta_{obs}) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{I.10}$$

avec

$$P(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{obs} & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{I.11}$$

La transformation inverse est donnée par

$$P^{-1}(\theta_{obs}) = P^t(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & -\sin \theta_{obs} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{I.12}$$

L'angle θ_{obs} correspond à la position du repère choisi pour la transformation avec :

- $\theta_{obs} = \theta_s$ repère lié au stator
- $\theta_{obs} = \theta_r$ repère lié au rotor

La figure (I.4) représente le schéma du modèle de la machine asynchrone triphasée et son équivalent en biphasée issue de la transformation de Park.

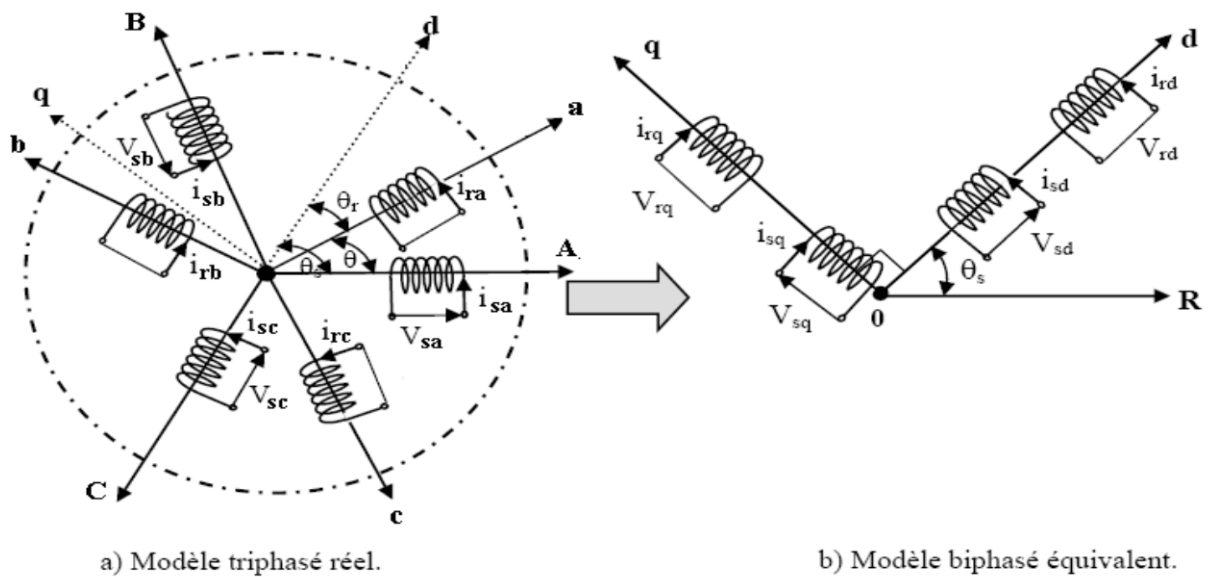


Fig.I.4: Représentation du modèle de la machine triphasée et biphasée équivalente

I.3.2 Choix du référentiel

Dans notre étude, le référentiel choisi sera lié au champ tournant, ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné.

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_{gl}) = \omega_s - \omega_{gl} \quad (\text{I.13})$$

I.4 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Pour un référentiel lié au champ tournant, Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous la forme suivante [9] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction du flux et courants statoriques et rotoriques. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (\text{I.16})$$

$$C_{em} = p(\Phi_{qr}I_{dr} - \Phi_{dr}I_{qr}) \quad (I.17)$$

$$C_{em} = pM(I_{qs}I_{dr} - I_{ds}I_{qr}) \quad (I.18)$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r}(\Phi_{dr}I_{qs} - \Phi_{qr}I_{ds}) \quad (I.19)$$

La machine asynchrone peut être modélisée dans l'espace d'état par un système d'équations différentielles d'ordre 4 et une équation mécanique. Ce model permet de concevoir une représentation d'état pour la machine en choisissant deux variables d'état parmi quatre $(I_s, I_r, \Phi_s, \Phi_r)$. Les états utilisés sont ceux données au moins par une mesure d'état (I_s) tel que (I_s, I_r) , (I_s, Φ_s) et (I_s, Φ_r) .

Pour un vecteur d'état $[I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t$ et une entrée de commande $[V_{ds}, V_{qs}]^t$, le modèle de la machine dans le repère (d, q) lié au champ tournant sera alors :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p \Omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - p \Omega) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (I.20)$$

avec l'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - f_v \Omega - C_r) \quad (I.21)$$

La modélisation de la machine de cette manière nous permettra de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, dans ce travail seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

I.5 SIMULATION DU MODELE

A partir du modèle d'état des équations (I.20) et (I.21), on a effectué une simulation numérique, les grandeurs réelles sont déduits par application de la transformation de Park inverse, la machine est alimentée par un système de tensions triphasés équilibré de valeur efficace 220 volts, le repère (d,q) est lié au champ

tournant, on contentera de présenter les courants statoriques, les flux rotoriques dans le repère (d,q).

La figure (I.5) présente le schéma bloc de simulation de la machine asynchrone, montrant en détail le passage entre les grandeurs réelles et les grandeurs biphasées.

Etant donné que la machine est couplée directement au réseau, on a effectué deux essais typiques :

- Démarrage à vide de la machine asynchrone.
- Démarrage à vide puis application d'une charge.

Les résultats de simulation sont donnés aux figures (I.6) et (I.7), représentant l'évolution de quelques variables fondamentales telles que vitesse de rotation Ω , couple électromagnétique (C_{em}), flux (Φ_{dr} et Φ_{qr}) et courants (I_{ds} , I_{qs} et I_{as}).

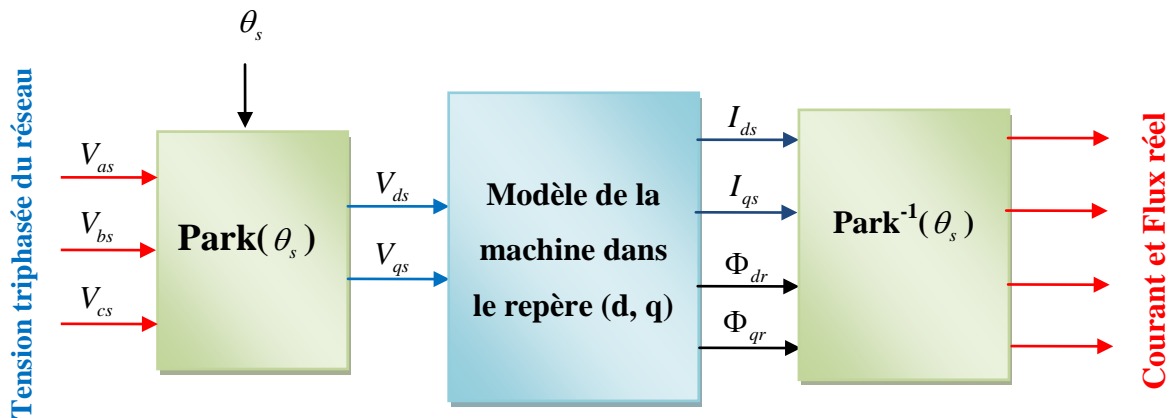


Fig.I.5: Algorithme de simulation de la machine asynchrone en boucle ouverte

◆ A vide ($C_r = 0$), figure (I.6)

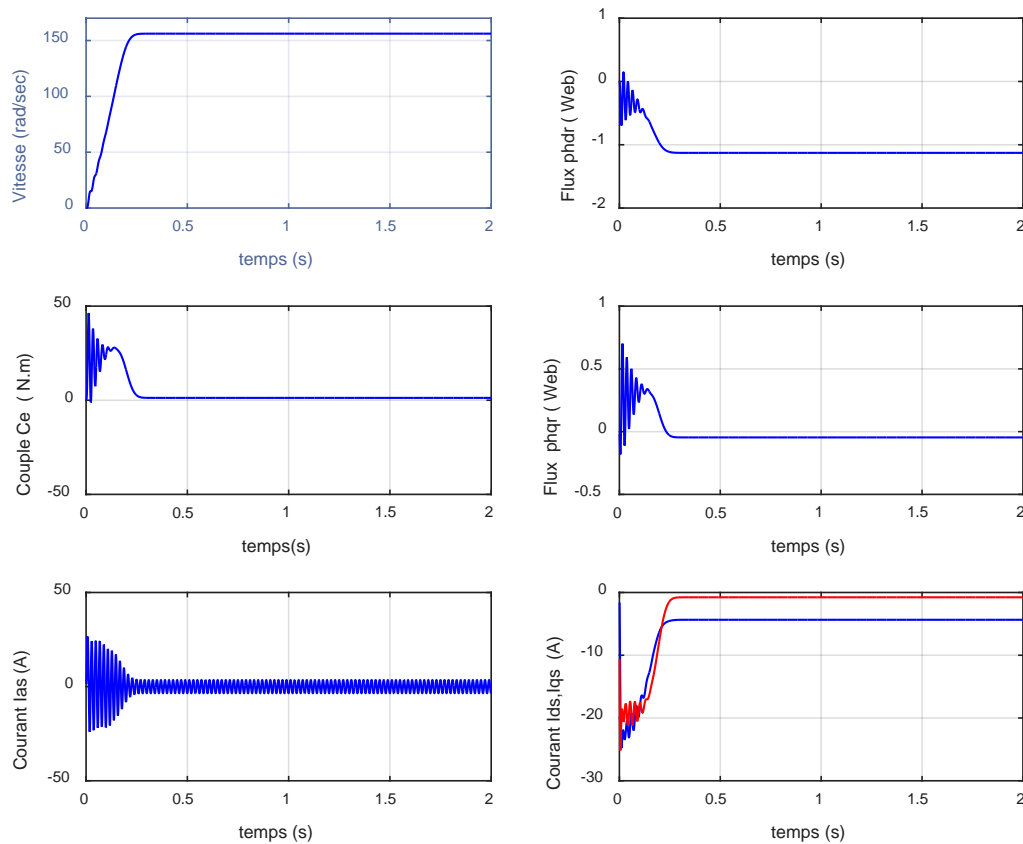


Fig.I.6: Réponse de la machine en fonctionnement à vide $C_r = 0$

On remarque que la courbe de vitesse augmente d'une manière presque linéaire jusqu'à ce qu'elle atteigne la valeur 157 rad/sec pendant un temps de 0.25s. Au démarrage, le couple admet de fortes valeurs (fort appel de courant au démarrage pendant un bref instant) avec des oscillations puis se rétablit à une valeur presque nulle à $t = 0.25$ s. Concernant le flux rotorique, il possède une allure qui ressemble un peu à l'allure du couple électromagnétique, où au démarrage nous avons des oscillations, puis au régime permanent il s'établit à une valeur donnée. Le courant statorique I_{as} est fortement impulsif au démarrage (pour créer un fort couple), puis se stabilise à une valeur cinq fois inférieure à celle du démarrage. Les courants correspondants dans l'axe (d,q) seront bien sûr oscillatoire au démarrage puis s'établissent à des valeurs constantes.

◆ En charge ($C_r = 10 \text{ Nm}$), figure (I.7)

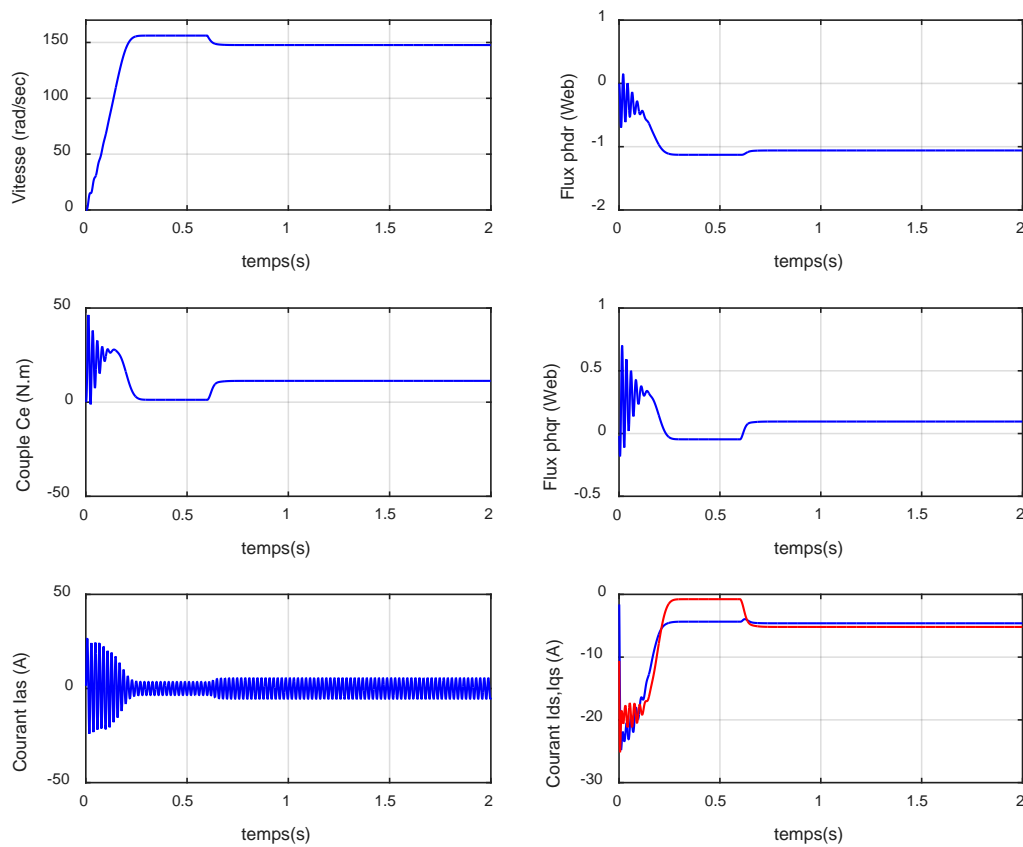


Fig.I.7: Réponse de la machine avec application d'une charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 0.6 \text{ s}$

On introduit maintenant un couple de charge $C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t = 0.6 \text{ s}$, où on constate que la vitesse de rotation a été diminuée pendant l'application du couple de charge. On remarque également une augmentation du courant et une diminution du flux rotorique pendant cet intervalle de temps. Ces résultats de simulation montrent bien le fort couplage qui existe entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, ce qui présente une difficulté à commander la machine asynchrone.

I.6 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Pour permettre le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable. Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Leur circuit de commande permet de transformer le signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants, la conception assistée par ordinateur (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques. Les harmoniques à la sortie du convertisseur causent l'échauffement de la machine ainsi que les pulsations de couple. Par contre, les harmoniques à l'entrée provoquent des perturbations sur le réseau. Avec la disponibilité des transistors de puissance à coût moindre et le développement des algorithmes MLI ainsi les algorithmes SVM, il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur et par conséquent minimiser des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple.

L'onduleur de tension à MLI est toujours choisi pour avoir une réponse rapide et des performances élevées. Dans ce type d'onduleur, la tension redressée alimentant l'onduleur peut être fixée par l'utilisation d'un redresseur à diodes. Dans ce cas, la tension et la fréquence de sortie sont contrôlées par l'onduleur en utilisant la technique MLI [10]. .

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la figure(I.8), est constitué de :

- Un redresseur non commandé, supposé parfait.
- Un filtre de type passe-bas.
- Un onduleur de tension qui permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables

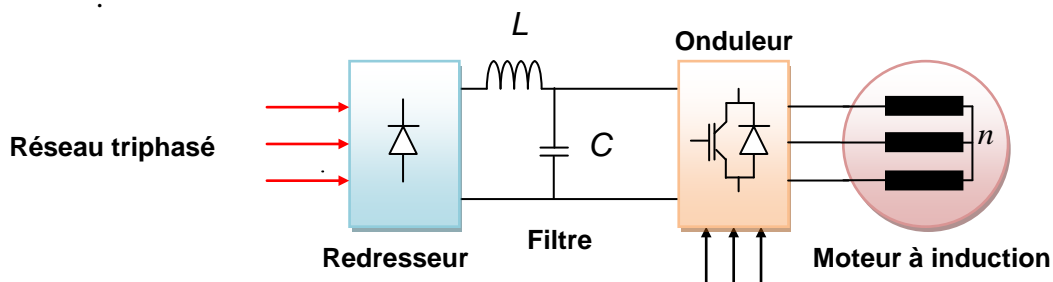


Fig.I.8: Schéma d'ensemble convertisseur machine

I.6.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est représenté par la figure (I.9), c'est un pont de Graetz à six diodes qui convertie une tension alternative à l'entrée en une tension continue à la sortie. Trois diodes D_1, D_2, D_3 assurant l'aller du courant I_d et trois diodes D_4, D_5, D_6 assurant le retour du courant I_d . Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension.

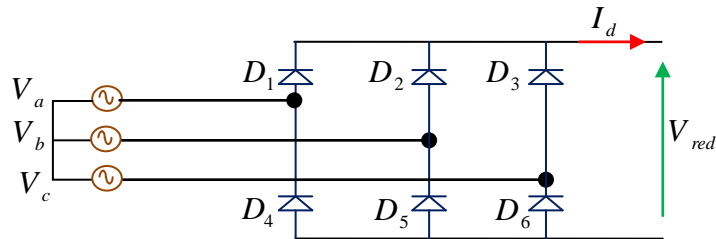


Fig.I.9: Circuit électrique du redresseur triphasé à diodes

Les tensions triphasées du réseau peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t) \\ V_b = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.22)$$

Avec, f_s la fréquence du réseau et V_{eff} la valeur efficace de la tension du réseau.

I.6.2 Modélisation du filtre

La tension de sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nous a mené à insérer en cascade avec le redresseur un filtre LC figure (I.6) dans le but de lisser ces ondulations.

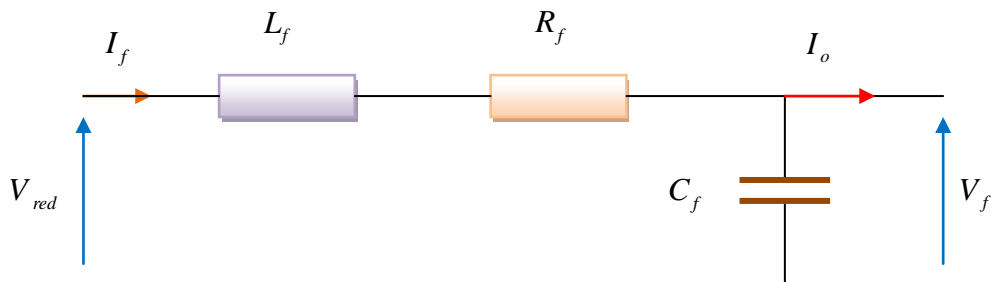


Fig.I.10: Filtre L-C

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_f}{dt} + R_f I_f + V_f \\ V_f = \frac{1}{C_f} \int (I_f - I_0) dt \end{cases} \quad (I.23)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{V_f}{V_{red}} = \frac{1}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + R_f \cdot C_f \cdot s + 1} \quad (I.24)$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad (I.25)$$

I.6.3 Modélisation de l'onduleur triphasé

Le réglage de la vitesse rotorique d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et les tensions statoriques, par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. La figure (I.11) présente un système mettant en œuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de type MLI.

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

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

L'onduleur de tension à MLI est toujours habituellement choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380-50Hz. Après redressement, la tension filtrée U (étage continu) est appliquée à l'onduleur figure (I-11). Le fonctionnement de l'onduleur obéit à un séquençage de 180° de conduction par interrupteur d'un même bras. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la MAS une fois les interrupteurs sont ouverts. Il est à noter qu'un temps de retard doit exister

pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continu.

Les composants de puissance (interrupteurs) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est faible et inversement [11].

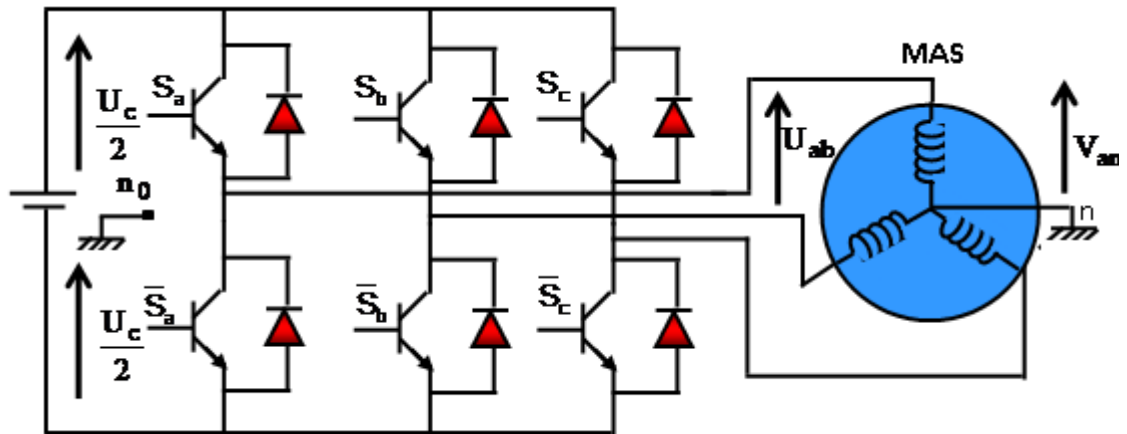


Fig.I.11: Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS

Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateur de f.é.m égale à $\frac{U_c}{2}$ connectés à un point milieu noté "O".

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle S_i et \bar{S}_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

$$\text{Si } S_i = 1, S_i \text{ st passant et } \bar{S}_i \text{ est ouvert ;}$$

$$\text{Si } S_i = 0, S_i \text{ est ouvert et } \bar{S}_i \text{ est passant ;}$$

Avec $i = a, b, c$

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.26)$$

Où "O" représente le point milieu fictif à l'entrée continu et V_{ao}, V_{bo}, V_{co} sont des tensions prises par rapport au point milieu "O".

Les tensions de phase peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (I.27)$$

Avec, V_{no} la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif "O".

Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, il vient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.28)$$

En remplaçant l'équation (I.28) dans le système d'équations (I.27), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I.29)$$

Nous avons

$$V_{io} = S_i \cdot U_c - \frac{U_c}{2}$$

Avec $i = a, b, c$

$$\begin{cases} S_i = 1 & V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 & V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (I.30)$$

il vient alors

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_a - 1/2)E \\ V_{bo} = (S_b - 1/2)E \\ V_{co} = (S_c - 1/2)E \end{cases} \quad (I.31)$$

En remplaçant l'équation (I.29) dans l'équation (I.31), on obtient le modèle de l'onduleur comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{I. 32}$$

I.6.4 Modulation par largeur d'impulsions

Le principe de base de la modulation par de largeur d'impulsion est sur le découpage d'une pleine onde rectangulaire. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension d'alimentation (continue) et de largeur variable. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur consiste à représenter une information sous une forme différente de la forme originale. La technique la plus répandue pour la reproduction d'un signal MLI (Modulation par largeur d'Impulsions) ou PWM en anglais (Pulse Width Modulation) est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence appelé modulatrice et qui constitue l'énergie du signal recueil à la sortie de l'onduleur.

La modulation MLI sinus triangle permet le contrôle en tension de la machine asynchrone. Une onde modulatrice V_{ref} (référence), de fréquence f_m est comparée à une onde triangulaire V_p (porteuse) de fréquence f_p très élevée par rapport à f_m . Le schéma de principe est donné par la figure (I-12).

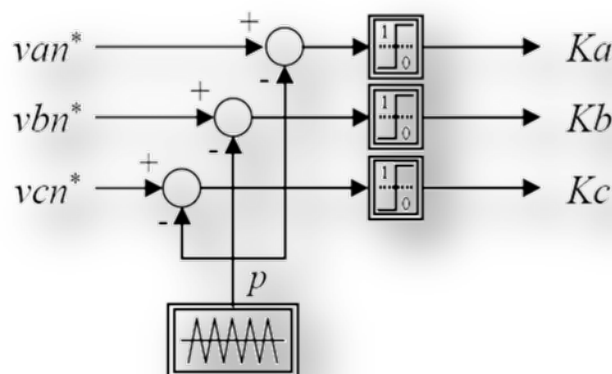


Fig.I.12: Principe de la MLI Sinus-Triangle

Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix.

La figure (I.13) présente l'algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte :

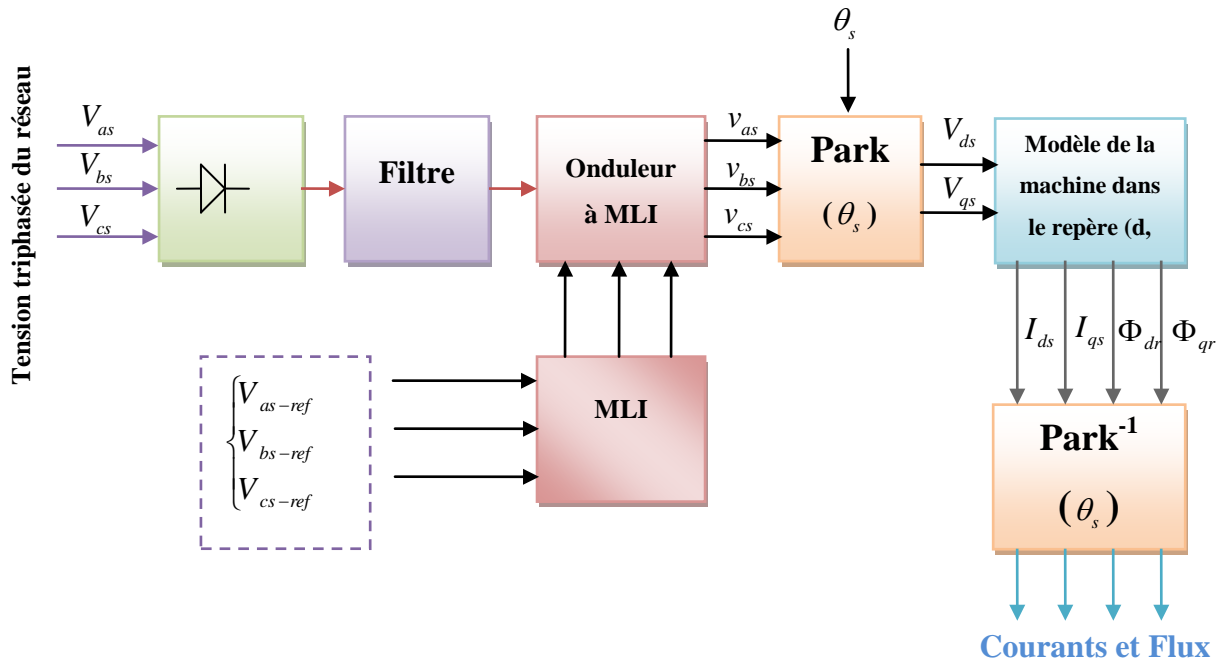
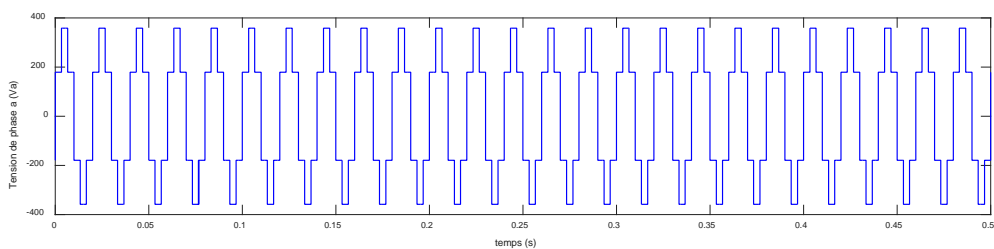


Fig.I.13: Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte

I.6.5 Simulation du modèle machine-onduleur

Au modèle d'état de la machine donné par les équations (I.20) et (I.21) on associe l'ensemble redresseur, filtre et onduleur MLI, ce qui représente une structure commandable de la machine asynchrone. Les trois sorties de l'onduleur correspondantes sont présentés par la figure (I.14). Les résultats de simulation sont présentés dans les figures (I.15) et (I.16).



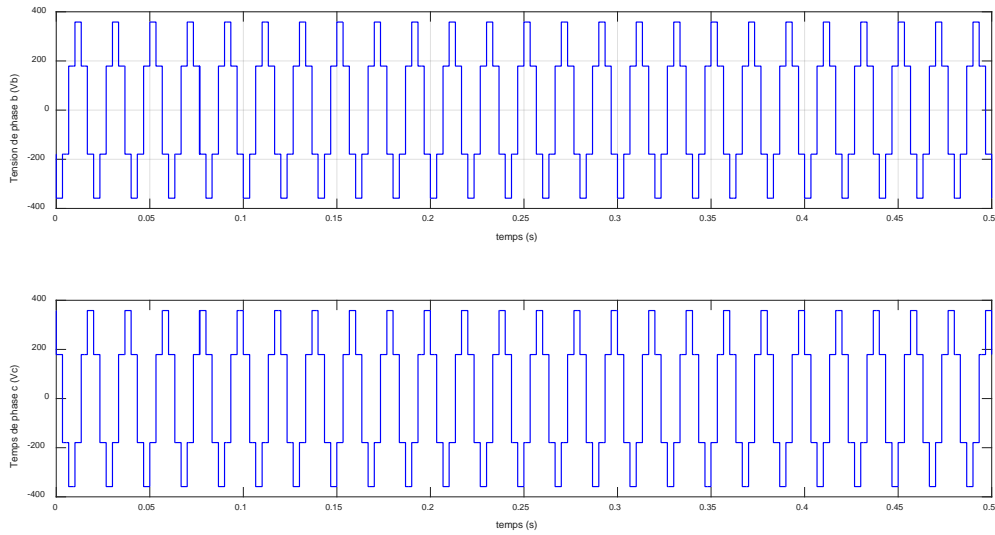


Fig.I.14: Tension triphasée générée par l'onduleur MLI

◆ A vide ($C_r = 0$), figure (I.15)

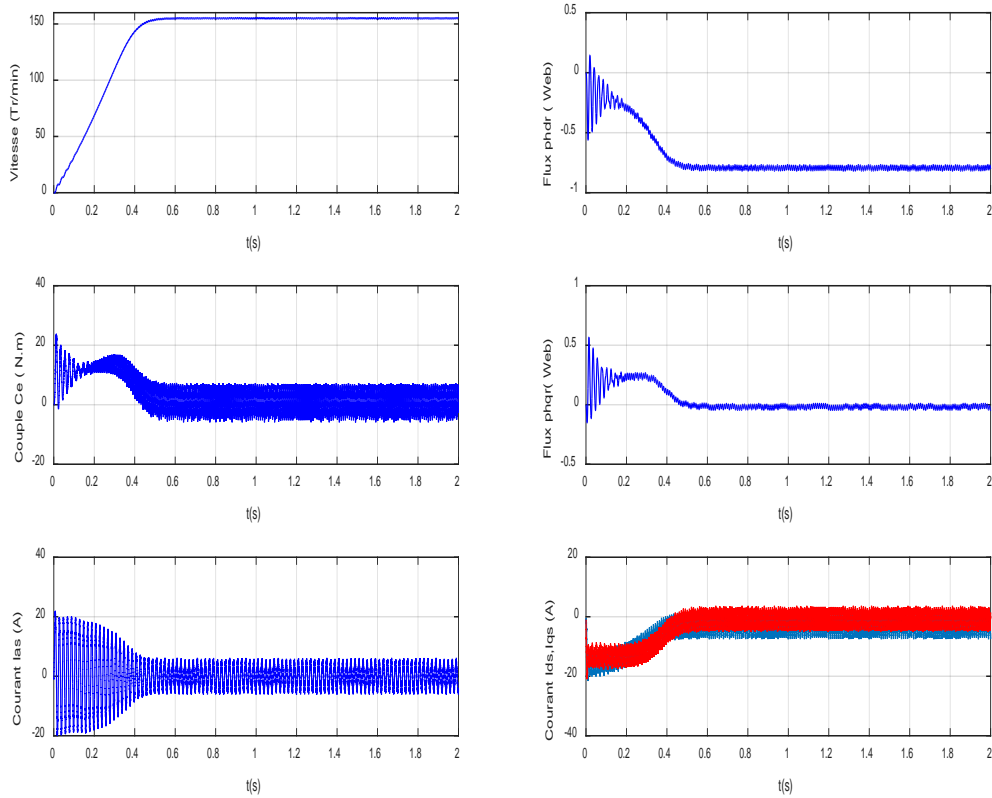


Fig.I.15: Réponse du système machine-onduleur en fonctionnement à vide $C_r = 0$

◆ En charge ($C_r = 10 \text{ Nm}$), figure (I.16)

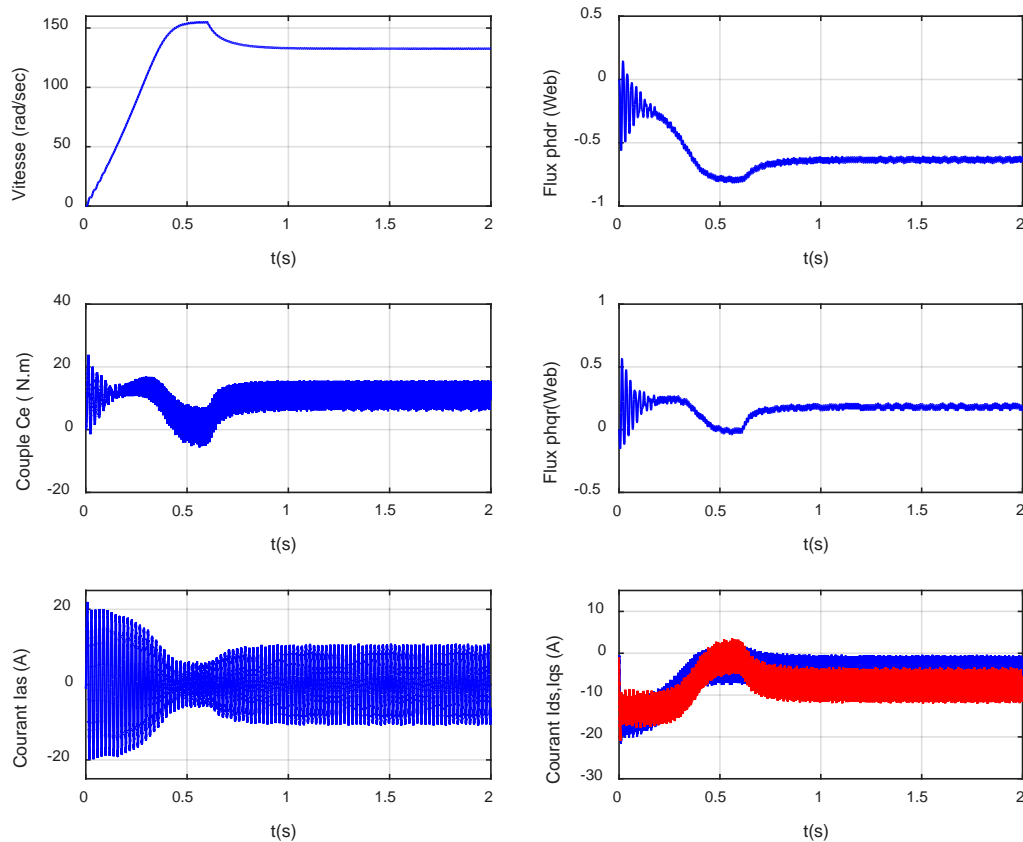


Fig.I.16: Réponse du système machine-onduleur avec $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 0.6 \text{ s}$

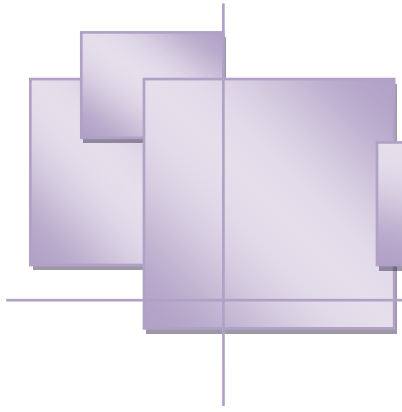
I.7 CONCLUSION

Le but de ce chapitre est de valider le modèle de la machine asynchrone alimenté par le réseau, ainsi que le modèle de l'onduleur de tension.

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine asynchrone en utilisant le modèle de Park, le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites. En suite nous avons modélisé le convertisseur statique et sa commande. Et en dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MAS alimenté par une source parfaite, puis par le convertisseur statique à vide puis en charge.

Et d'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, deux problèmes ont été constatés : La diminution de la vitesse de rotation lors de l'application d'une charge et le fort couplage entre le couple et le flux. Dans le but de remédier à ce problème et assurer le

contrôle de la vitesse de la machine, une structure de commande en boucle fermée sera nécessaire, ce qui fera l'objet du deuxième chapitre.



Chapitre II

Introduction

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la relative simplicité de la commande de cette machine.

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse). L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif est précisément la machine asynchrone, la principale difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrées (tension, fréquence), de sorties (vitesse, couple) et les paramètres internes (courant rotorique et flux).

Pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continu, Blaschke et Hass ont proposé une méthode permettant de maîtriser ces difficultés en introduisant les coordonnées de champs, où le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple.

La dynamique d'une machine à courant alternatif sera donc ramenée à celle d'une machine à courant continu. Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales : La méthode directe et méthode indirecte développées par Blaschke et par Hasse successivement.

Plusieurs techniques ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer :

- ❖ Suivant la source d'énergie :
 - Commande en tension.
 - Commande en courant.
- ❖ Et suivant l'orientation du repère (d, q) :
 - Le flux rotorique.

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

Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (de l'anglais, Field Oriented Control ou FOC) sur le moteur à induction. Cependant, nous présenterons au premier lieu un rappel sur le principe de la commande vectorielle, puis l'application de cette commande sur la machine asynchrone .

II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :

Dans une machine à courant continu à excitation séparée, le champ inducteur et le courant induit (couple) sont naturellement découplé (orthogonaux). Ce qui donne aux machines à courant continu des performances remarquables en commande. Au contraire de la machine asynchrone qui présente un fort couplage entre toutes ses grandeurs électromagnétiques.

La commande par orientation du flux consiste à régler par une composante du courant et le couple par l'autre composante, pour cela, il faut choisir un système d'axe (d,q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu

La commande vectorielle peut être directe ou indirecte. Dans le cas de la commande directe la position et l'amplitude du flux rotorique sont calculés à partir des grandeurs estimées ou (rarement) mesurées, cependant un capteur de flux implanté au niveau de la machine, augmente l'encombrement de cette dernière et la rend moins pratique dans certaines applications. En revanche, dans la commande indirecte la position du flux rotorique est estimée à l'aide de la combinaison de l'angle de glissement calculée et de la position de la vitesse rotorique mesurée [12].

L'inconvénient de ces deux méthodes est la sensibilité aux variations des paramètres de la machine.

II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC) :

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

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple.

Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [13].

Un choix adéquat du référentiel (d, q) de telle manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe(d) permet d'obtenir une expression du couple dans la quelle deux courant (I_{ds}, I_{qs}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple Figure (II.1).

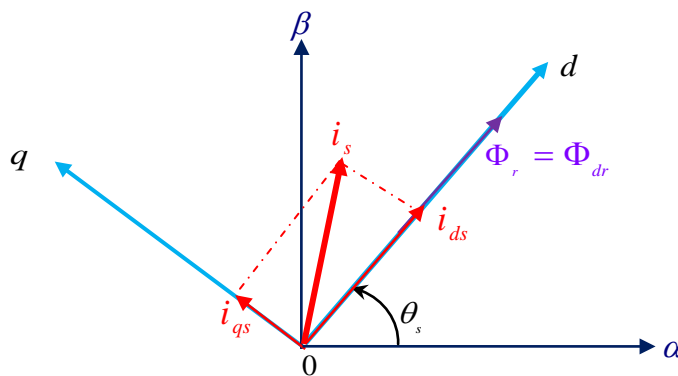


Fig.II.1: Principe de la commande vectorielle

Donc nous avons :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (II.1)$$

L'expression du couple électromagnétique peut être écrite sous la forme :

$$C_{em} = k \cdot I_{ds} \cdot I_{qs} \quad (II.2)$$

$$\text{Avec } k = \frac{p^2}{L_r J}$$

Ceci simplifie le modèle d'équation (I. 20) comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s = p \Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II. 3})$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL_r} \Phi_r I_{qs} - \frac{f_v}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \quad (\text{II.4})$$

Après transformation de Laplace, on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_r = \frac{M}{1+T_r s} I_{ds} \\ C_{em} = \frac{pM}{L_r} \Phi_r I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II.5})$$

L'équation (II.5) montre qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes I_{ds} et I_{qs} du courant statorique. Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux est maintenu à sa valeur nominale.

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone, est la détermination de la position et le module du flux rotorique. Car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement. Deux méthodes de contrôle ont été utilisées, la méthode directe et la méthode indirecte.

II.3 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique:

Dans cette méthode (appelée slip frequency control) l'amplitude du flux rotorique n'est pas utilisée et on utilise seulement sa position calculée à partir des grandeurs de références. Alors, cette technique aura l'avantage de ne pas utiliser des capteurs de flux mais seulement l'utilisation de capteurs de vitesse rotorique.

Le schéma synoptique de la commande vectorielle indirecte appliquée à la machine asynchrone est présenté dans la figure (II.2).

Dans ce type de commande on considère uniquement la dynamique du rotor, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω telle que :

$$\begin{aligned} \omega_s &= \omega_{gl} + \omega \\ d'o\grave{u} & \\ \theta_s &= \int \omega_s dt = \int \left(\frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} + p\Omega \right) dt \end{aligned} \quad (II.6)$$

Le FOC (fieldoriented control) est un bloc de calcul qui possède deux entrées (Φ_r^* et C_{em}^*) et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur (V_{ds}^* , V_{qs}^* et ω_s). Il est défini en considérant le régime statique pour lequel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux à leurs valeurs de référence. Si on ne tient pas compte des variations des courants directs et en quadrature, les équations de ce bloc sont déduites de celles du modèle comme suit :

$$\left\{ \begin{aligned} I_{ds}^* &= \frac{\Phi_r^*}{M} \\ I_{qs}^* &= \frac{L_r C_{em}^*}{pM \Phi_r^*} \\ \omega_s &= \omega + \frac{MR_r I_{qs}^*}{L_r \Phi_r^*} \\ V_{ds}^* &= R_s I_{ds}^* - \omega_s \sigma L_s I_{qs}^* \\ V_{qs}^* &= R_s I_{qs}^* - \omega_s \sigma L_s I_{ds}^* + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^* \end{aligned} \right. \quad (II.7)$$

Cette commande consiste à contrôler la composante directe I_{ds} et en quadrature I_{qs} du courant statorique de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaités dans la machine.

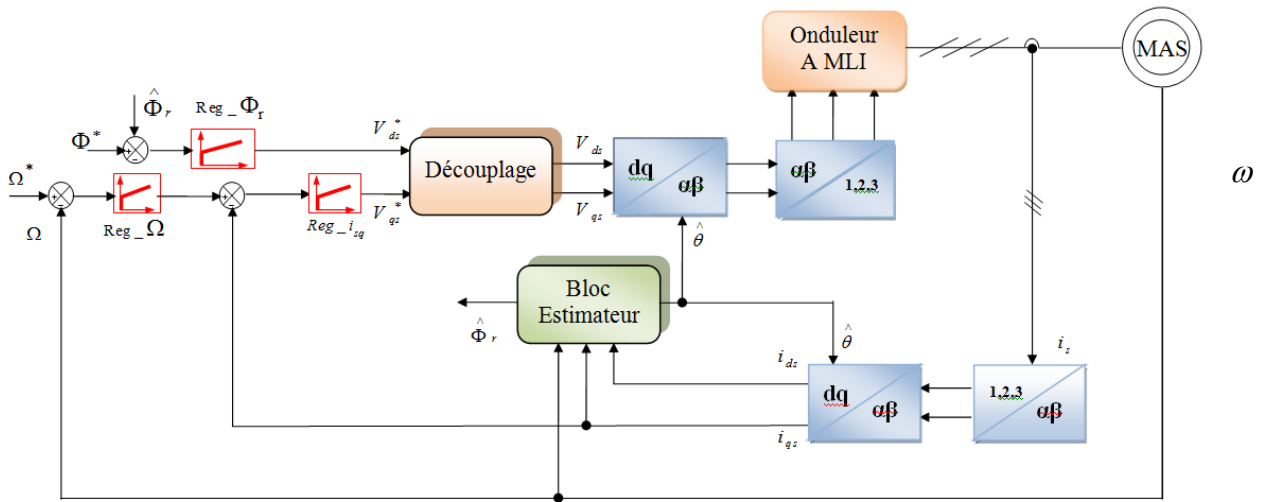


Fig.II.2: Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

La boucle de régulation de vitesse, celles des courants I_{ds} et I_{qs} , le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse sont les principaux constituant dans ce type de commande.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{em}^* ou le courant de référence I_{qs}^* qui est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée de régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{qs}^* qui subit une transformation au triphasé et à travers un onduleur de tension alimente la machine asynchrone.

En parallèle à cette boucle, on trouve la boucle de régulation du courant I_{ds} . Le courant I_{ds}^* de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au « défluxage » de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter contre les frottements) pendant la marche normale [14].

La sortie du régulateur du courant I_{ds} donne la tension V_{ds} . Les deux tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques, à l'aide d'une transformation biphasée - triphasée.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux tensions de référence V_{as} , V_{bs} et V_{cs} [15][16].

II.3.1 Principe du découplage par compensation :

Dans le cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension, les équations des tensions statoriques sont déduites de l'équation (II.3) comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le couplage qui existe entre les deux équations est éliminé en générale par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers seront rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent l'onduleur.

Les termes de couplage (tensions) dans l'équation (II.8) sont les termes que lorsqu'on les élimine, les tensions restantes deviennent en relation du premier ordre avec les deux composantes du courant statorique. Soient les indices : 'r' pour régulateur et 'c' pour couplage, nous avons alors :

$$V_{ds}^* = V_{ds}^r + V_{ds}^c \quad \text{Et} \quad V_{qs}^* = V_{qs}^r + V_{qs}^c \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds}^c = -\sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ V_{qs}^c = \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ V_{ds}^r = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs}^r = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds}^r et V_{qs}^r figure (II.3).

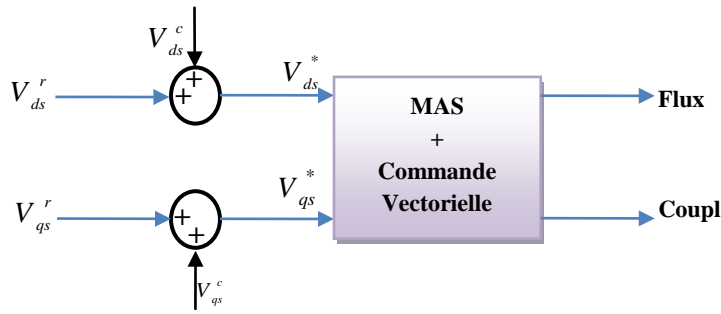


Fig.II.3: Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*

Par introduction de l'opérateur de Laplace, les équations (II.8) deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s\sigma L_s)I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (II.11)$$

On peut donc, représenter le modèle de la machine par le schéma bloc de la Figure (II.4). où nous schématisons en clair les termes de couplage $\omega_s \sigma L_s I_{qs}$, $\omega_s \sigma L_s I_{ds}$ et $\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r$.

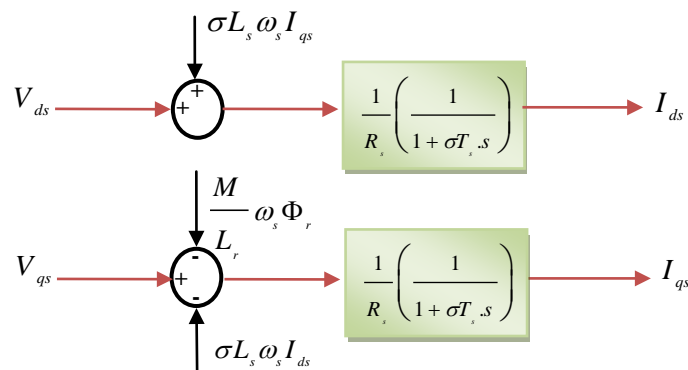


Fig.II.4: Représentation du Modèle de la machine

L'ensemble modèle de la machine et sa régulation par découplage est représenté dans la figure (II.5).

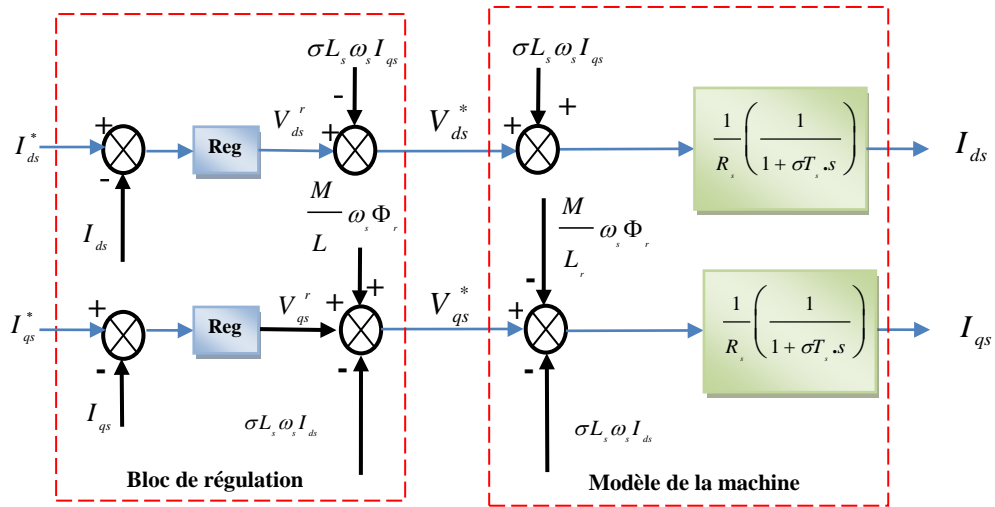


Fig.II.5: Découplage par addition des termes de couplage

II.3.2 Calcul des régulateurs :

Le dimensionnement du régulateur est basé sur la dynamique de la machine en boucle fermée par imposition de pôles. Pour ce fait, on calcul la fonction de transfert du système en boucle fermée, puis on identifie l'équation caractéristique avec le polynôme caractéristique désiré ayant des pôles complexes conjugués à parties réelles négatives $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ [17].

II.3.2.1 Régulation du courant :

Du procédé du découplage, on abouti au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.

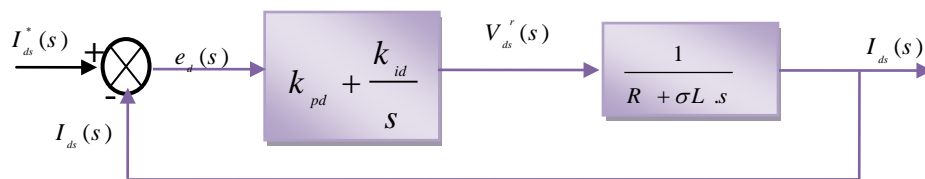


Fig.II.6: Schéma fonctionnel de régulation de courant

Pour chacune des boucles de courants, on associe un régulateur de type proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à contrôler la stabilité de la boucle et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de sortie [16].

Le régulateur de courant direct permet de définir la tension V^r_{ds} , nécessaire pour maintenir le flux de référence [18].

A flux constant égal à Φ_r^* , en supposant que le découplage est réalisé, on aura :

$$\frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}^r(s)} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{(1 + \sigma T_s s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (\text{II.12})$$

L'expression du courant de référence est :

$$I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \quad (\text{II.13})$$

La fonction du transfert en boucle fermée de la Figure (II.6) est donnée par :

$$\frac{I_{ds}(s)}{I_{ds}^*(s)} = \frac{(k_{pd}s + k_{id}) \frac{1}{\sigma L_s}}{s^2 + \left(\frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s} \right) s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s}} \quad (\text{II.14})$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s} \right) s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s} \quad (\text{II.15})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 = 0 \quad (\text{II.16})$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.15) et (II.16) entraîne que :

$$\begin{cases} k_{id} = 2\sigma L_s \rho^2 \\ k_{pd} = 2\sigma L_s \rho - R_s \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

II.3.2.2 Régulation de la vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante.

L'équation mécanique donne :

$$\frac{\omega(s)}{C_{em}(s)} = \frac{p}{f_v + J s} \quad (\text{II.18})$$

Avec : $\omega = p\Omega$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on obtient la structure donnée dans la Figure (II.7).

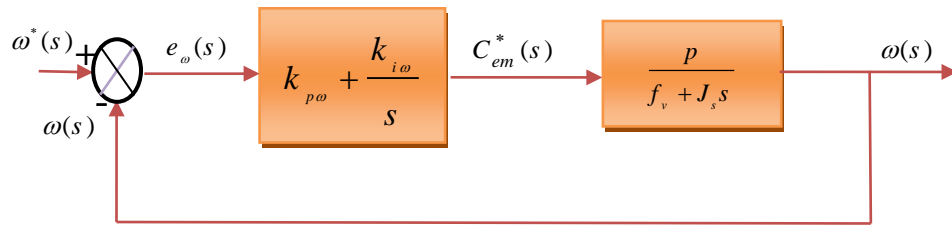


Fig.II.7: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

La fonction du transfert en boucle fermée de la Figure (II.7).est donnée par :

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{(k_{p\omega}s + k_{i\omega}) \frac{p}{J}}{s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega}p}{J}\right)s + \frac{k_{i\omega}p}{J}} \quad (\text{II.19})$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega}p}{J}\right)s + \frac{k_{i\omega}p}{J} = 0 \quad (\text{II.20})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (\text{II.21})$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.20) et (II.21)entraîne que :

$$\begin{cases} k_{i\omega} = \frac{2.J.\rho^2}{p} \\ k_{p\omega} = \frac{2.\rho.J - f_v}{p} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

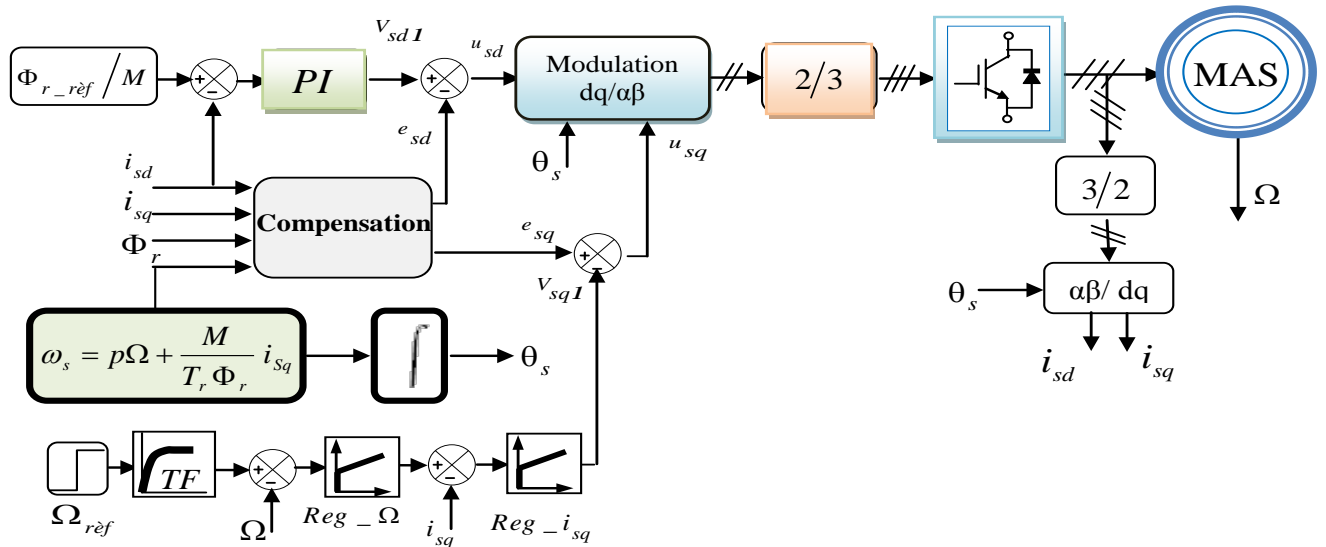


Fig.II.8: Schéma global de la commande vectorielle

II.4 Résultats de simulation et interprétations

Pour illustrer le fonctionnement de la commande de la machine alimentée par un onduleur de tension commandé en tension; les résultats de simulation de démarrage à vide, application d'une charge et inversion du sens de rotation sont présentés sur la figure (II.9).

Les simulations présentées dans cette partie vont nous permettre d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique pour un flux de référence de (1.1 Web). La figure (I.10) illustre le profil de référence de la vitesse et du couple. Après 6s du démarrage à vide, une charge de (5Nm) est appliquée pendant toute la durée de la simulation pour une vitesse de référence de (100 rad/s), à l'instant $t= 9s$ on réduit la vitesse à (0 rad/s) et à $t=13s$ on inverse le sens de rotation à (-100rad/s).

Les seuls paramètres de réglage dans ce cas sont les gains proportionnel et intégral des régulateurs de courants et de vitesse.

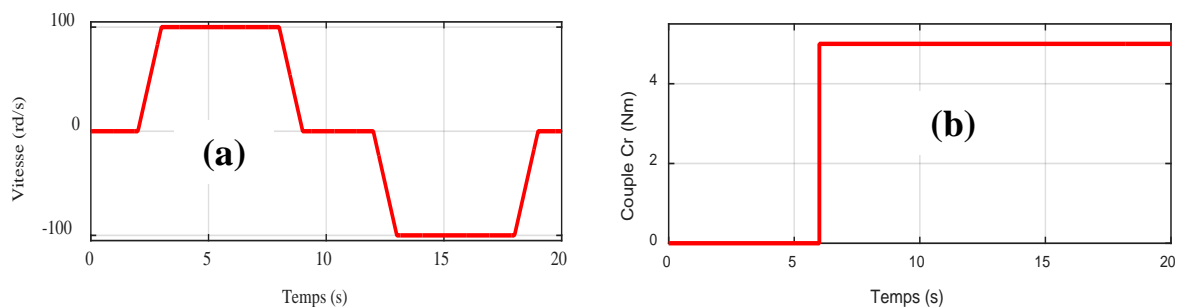


Fig.II.9: Profils de référence vitesse-Couple

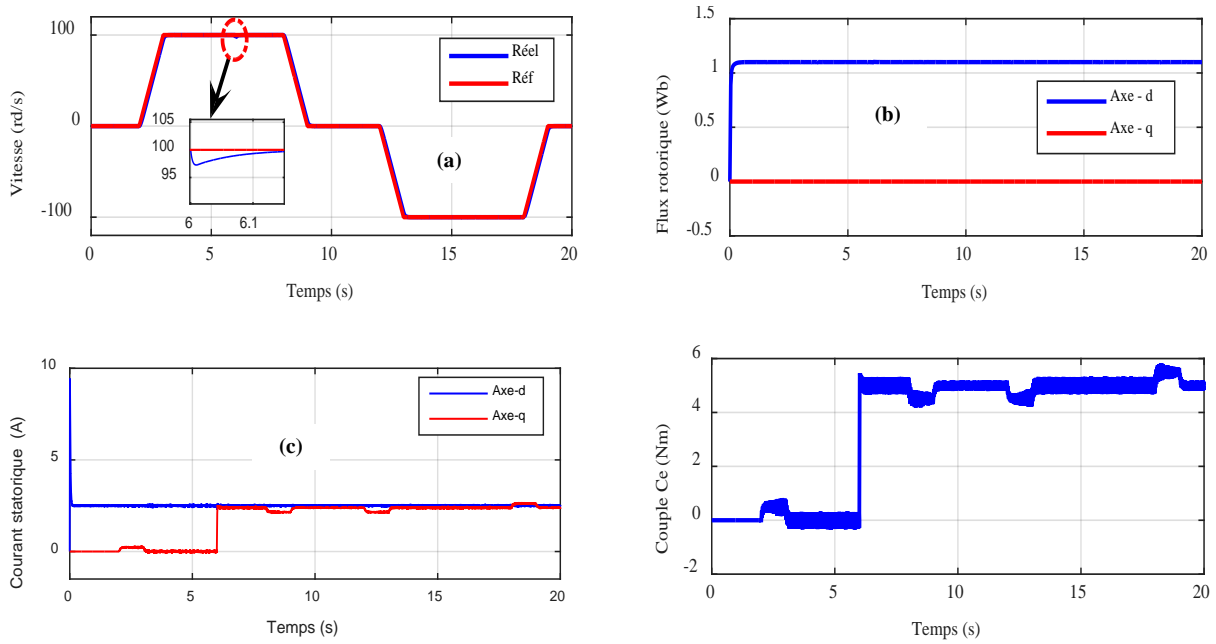


Fig.II.10: Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Avec commande vectorielle indirecte (IFOC)

II.4.1 Interprétation des résultats

La figure (II-10a) montre que la vitesse suit sa référence avec précision grâce à l’action du régulateur, la figure (II-11b) montre que le découplage est bien assuré ou la composante le flux rotorique selon l’axe q est nulle alors que sa composante sur l’axe d est maintenue constante. Le découplage est bien assuré. La figure (II-10c) illustre le courant i_{ds} image du flux rotorique, qui est très peu perturbé pendant la phase d’inversion du sens de rotation, ce qui montre l’efficacité du découplage, alors que sa composante sur l’axe q est proportionnelle à la variation du couple de charge.

Sur la figure (II-10a), on remarque clairement un pic important dans la courbe de la vitesse suite à l’application d’un couple de charge égale à 5 N.m. Ce qui rend cette méthode peu robuste.

II.5 CONCLUSION :

A travers ce chapitre, on a présenté la théorie de la commande vectorielle indirecte ainsi que le principe fondamental de cette commande était le découplage entre le couple et le flux. Cette étude nous a permis de dire que grâce à la commande vectorielle, la machine asynchrone n’a plus d’être sous estimé devant la machine à courant continu à excitation séparée. Cette constatation conduit à dire que l’on se rapproche plus du modèle de la machine réelle.

Le chapitre suivant sera dédié à présenter la théorie des ensembles flous.



Chapitre III



Promotion 2021

Introduction

Le terme flou peut avoir différentes significations, qui varient selon le contexte d'intérêt, mais le concept de base de cet adjectif passe toujours par le vague, incertain. La logique floue a été introduite en 1930 par le philosophe Jan Lukasiewicz. Ce dernier a proposé l'utilisation de l'intervalle $[0, 1]$ pour indiquer le degré de véracité d'une proposition.

En 1937, le philosophe Max Black a défini le premier ensemble flou et a décrit quelques idées de base des opérations d'ensembles flous.

En 1965, Lotfi Zadeh publie l'article ensemble flou (Fuzzy Sets), connu comme l'origine de la théorie de l'ensemble flou. En réalité, Zadeh a redécouvert l'idée de fuzzification, identifié et exploité un tel concept, tout comme il s'est battu pour cela. Par conséquent, Zadeh est resté et est toujours connu comme le «maître» de la théorie des ensembles flous.

C'est ainsi que Zadeh (1965) a introduit le concept d'ensembles flous afin de capturer, représenter et traiter de manière formelle des informations vagues, imprécises ou ambiguës - généralement inhérente au langage humain - et les convertir en un format numérique, pour le traitement informatique. Ainsi les vérités précédemment limitées dans la logique nébuleuse gagnent l'imprécision d'introduire d'autres marges de classification auparavant négligées, qui peuvent être exprimées linguistiquement comme "vérité", "plus de vérité", "fausse", et "très fausse" où chaque terme linguistique est interprété comme un sous-ensemble flou dans l'intervalle unitaire. Ainsi, la logique floue décrit une solution de façon beaucoup plus détaillée et graduelle, en réduisant la perte d'information et en fournissant un résultat aussi proche que possible de la réalité du problème.

Basé sur la théorie des ensembles flous, la logique floue a permis la classification des données, des informations vagues, imprécises ou ambiguës. Cette fonctionnalité permet l'application de cette logique dans les types des systèmes les plus variés, par exemple, pour obtenir des solutions dans des problèmes impliquant de nombreuses variables, pour l'acquisition de solutions de données indéfinies, permettant ainsi de rapporter beaucoup plus d'informations que la logique classique et pour ne pas se limiter aux vraies valeurs du type "vrai" ou "faux" [19].

De plus, on sait que les systèmes réels sont par nature bruyants et non linéaires, et que tout élément du système peut contribuer avec des incertitudes. Donc, l'incertitude est une partie inhérente des systèmes d'inférence floue (SIF) utilisés dans des applications réelles. Les sources d'incertitude suivantes peuvent être présentes dans un (SIF) [20], [21] :

- **Imprécision linguistique (flou)**

L'imprécision linguistique est l'incertitude sur la signification des mots utilisés antécédents et conséquents des règles linguistiques.

- **Conflit**

Le conflit est un type d'incertitude qui se produit lorsque différents résultats peuvent être obtenus pour la même règle, cela se produit lorsque la connaissance est extraite d'un groupe d'experts qui ne sont pas entièrement d'accord.

- **Imprécision numérique**

L'imprécision numérique est l'incertitude causée par un manque d'information ou par bruits présents dans l'information qui active le système d'inférence flou (SIF) qui sont utilisés pour ajuster ses paramètres.

Ainsi toutes ces incertitudes relèvent de l'utilisation du système flou traditionnel, appelé par Zadeh à partir de 1975, système flou type-1, qui ne convient pas pour modéliser directement de telles incertitudes car leurs fonctions d'appartenance sont exactes, ou la valeur retournée par une fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-1 est un nombre réel.

Cette caractéristique a été une source de critique depuis le début des ensembles flous parce que les fonctions d'appartenance d'un ensemble flou type-1 ne présentent pas l'incertitude qui leurs sont associées, ce qui semble contredire le mot «flou», puisque le mot a connotation d'incertitude.

Afin de résoudre l'incertitude sur les valeurs d'entrée des ensembles flous, un type plus sophistiqué d'ensembles flous a été proposé par Zadeh (1975), appelé systèmes flou type-2.

III.1 Théorie des ensembles flous

Un ensemble flou A sur un univers de discours U est caractérisé par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui prend ses valeurs sur l'intervalle $[0, 1]$. Un ensemble flou est une généralisation d'un sous ensemble ordinaire qui sa fonction d'appartenance prend que les deux valeurs 0 ou 1. La fonction d'appartenance fournit une mesure du degré qu'un élément de U soit un élément d'un sous ensemble flou [22].

En logique floue un élément peut résider dans plus qu'un ensemble à des degrés d'appartenance différents. Ceci ne peut se produire dans la théorie des ensembles ordinaires.

Un ensemble flou A dans U peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées de l'élément générique x et son niveau (degré) d'appartenance :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\} \quad (\text{III-1})$$

Quand l'univers de discours U est un ensemble continu (Exp : nombres réels), le sous ensemble flou A est écrit comme suit :

$$A = \int_U \mu_A(x) / x \quad (\text{III-2})$$

Quand U est discret, A s'est écrit comme suit :

$$A = \sum_U \mu_A(x) / x \quad (\text{III-3})$$

III.2 Les fonctions d'appartenance

Les formes les plus couramment utilisées pour les fonctions d'appartenance sont les formes triangulaires, trapézoïdales ou Gaussiennes [22] .

- **Fonction d'appartenance trapézoïdale**

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

où a, b, c et d sont les coordonnées des apex du trapèze. Si $b = c$, nous obtenons une fonction d'appartenance triangulaire.

- **Fonction d'appartenance exponentielle par morceaux**

$$\mu(x; c_g, c_d, w_g, w_d) = \begin{cases} \exp \left(- \left(\frac{x - c_g}{2w_g} \right)^2 \right) & \text{si } x < c_g \\ \exp \left(- \left(\frac{x - c_d}{2w_d} \right)^2 \right) & \text{si } x > c_d \\ 1 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

Où c_g et c_d sont les limites gauche et droite, respectivement ; et w_g, w_d sont les largeurs gauche et droite, respectivement. Pour $c_g = c_d$ et $w_g = w_d$, la fonction d'appartenance gaussienne est obtenue.

- **Fonction d'appartenance gaussienne**

$$\mu(x; c, \sigma) = \exp\left(-\frac{(x - c)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{III-6})$$

- **Fonction d'appartenance singleton**

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

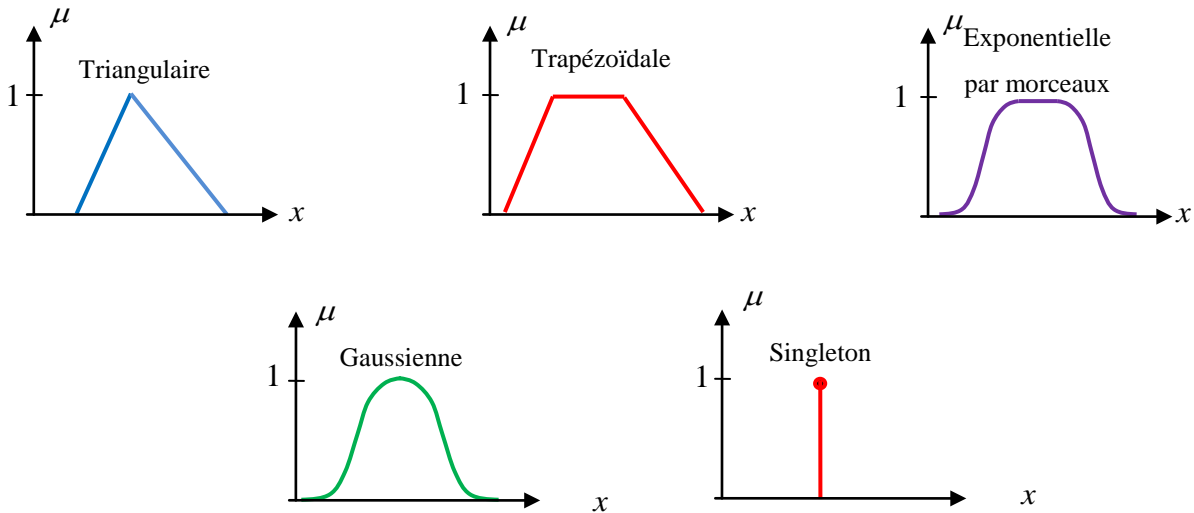


Fig.III.1 Différentes formes des fonctions d'appartenance [23].

où c est le centre de la gaussienne et σ sa largeur (variance).

Les fonctions d'appartenance doivent se chevaucher. Ceci nous permet d'avoir le fait que « un verre peut être partiellement plein et partiellement vide à la fois ».

III.3 Opérations sur les ensembles flous

En logique floue, l'union, l'intersection et la complémentation sont définies en termes de leurs fonctions d'appartenance. Soient les ensembles flous A et B définis par leurs fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$.

Une définition de l'union floue mène à la fonction d'appartenance [22], [24].

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{III-8})$$

Une autre définition de l'intersection floue mène à la fonction d'appartenance :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \tag{III-9}$$

Et pour la complémentation on a :

$$\mu_{\bar{B}}(x) = 1 - \mu_B(x) \tag{III-10}$$

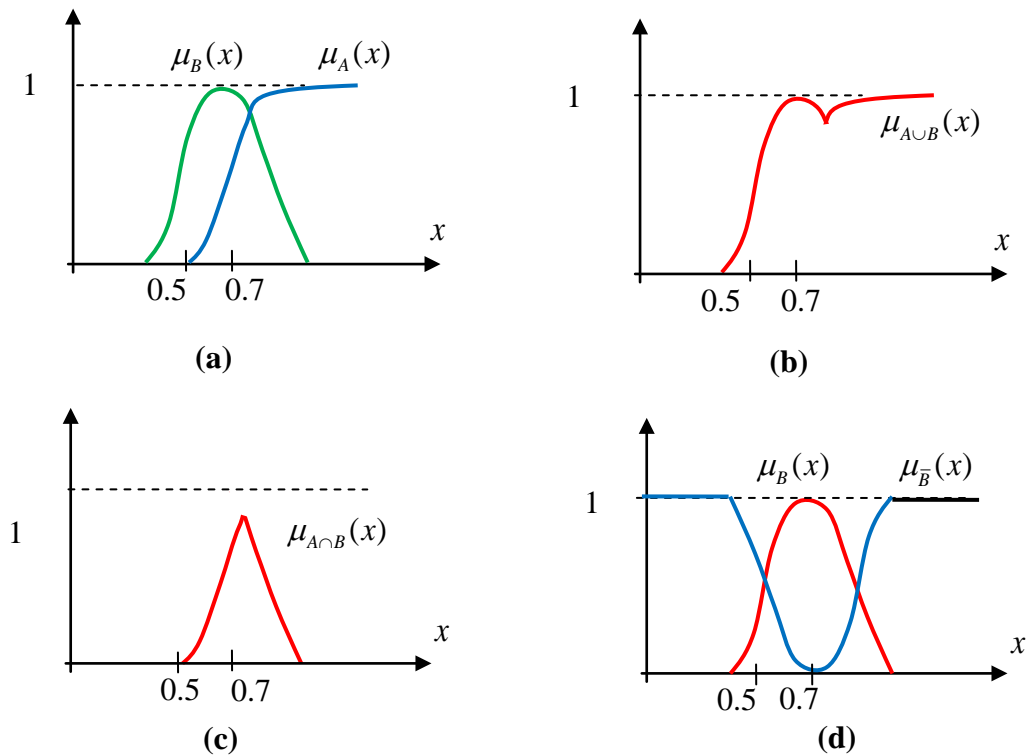


Fig.III.2 Fonctions d'appartenance associées à A et B.

(a): $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$, (b): $\mu_{A \cup B}(x)$, (c): $\mu_{A \cap B}(x)$ et (d) : $\mu_{\bar{B}}(x)$

III.4 Les règles floues

Afin de comprendre au mieux un procédé réel et prévoir son évolution au cours du temps, on le représente par un modèle mathématique qui décrit l'interaction entre les entrées, les sorties et les perturbations agissant sur le procédé. Ce modèle permettra la synthèse des structures de commande. Toutefois, 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. La théorie des sous ensembles flous nous permet la manipulation de données de nature linguistique et facilite la formulation des règles pour décrire le comportement du procédé. Dans la littérature des ensembles flous, plusieurs approches peuvent être envisagées pour déterminer ces règles ; dans le cas d'un système simple, la méthode utilisée est l'extraction des connaissances de l'opérateur humain qui consiste à énoncer directement les règles par des experts dans la commande de processus ou bien à se servir d'un jeu de données entrées-sorties représentatif du comportement de l'opérateur humain [25].

La connaissance de l'expert sur le procédé est souvent traduite avec des règles sous la forme “ **Si** < Prémisse (antécédents) > **Alors** < Conclusion (conséquences) > ”.

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 :

$$IF \underbrace{u \text{ is } A}_{\text{Prémise}} \quad THEN \quad \underbrace{v \text{ is } B}_{\text{conclusion}}$$

Avec A et B sont des termes linguistiques correspondants à des ensembles flous définis sur leurs univers de discours respectifs U et V. u et v sont deux variables linguistiques prenant leurs valeurs linguistiques sur U et V.

En fonction de la syntaxe des règles, deux classes de modèles flous peuvent être distinguées :

- Les modèles flous à conclusion fonctionnelle dits modèles de Takagi-Sugeno [26].
- Les modèles flous à conclusion symbolique dits modèles linguistiques ou modèles de Mamdani [27].

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

III.5 Contrôleurs flous

Les grandeurs de sortie d'un processus à commander et éventuellement d'autres mesures déterminantes pour saisir l'évolution dynamique du processus ainsi que les consignes définissent les variables d'entrée du contrôleur flou. Les variables de sortie de ce contrôleur sont les commandes à appliquer au processus.

Le contrôleur flou est constitué de 4 blocs principaux (figure II.3) : la base de connaissance, le système d'inférence, l'interface de fuzzification et l'interface de défuzzification. La base de connaissance est composée d'une base des données et d'une base de règles. La base des données contient des faits de la forme: x et A pour les variables linguistiques d'entrée et de sortie du contrôleur flou. La base des règles contient des propositions de la forme : *IF* x_1 *is* A_1 *and* x_2 *is* A_2 , *THEN* y *is* B . Le système d'inférence est capable de raisonner à partir des informations contenues dans la base de connaissance et de faire des déductions. Si B est une valeur linguistique, le contrôleur est dit de type Mamdani. Si B est une valeur numérique ou une équation mathématique, alors le contrôleur est dit de type Takagi-Sugeno. [25]

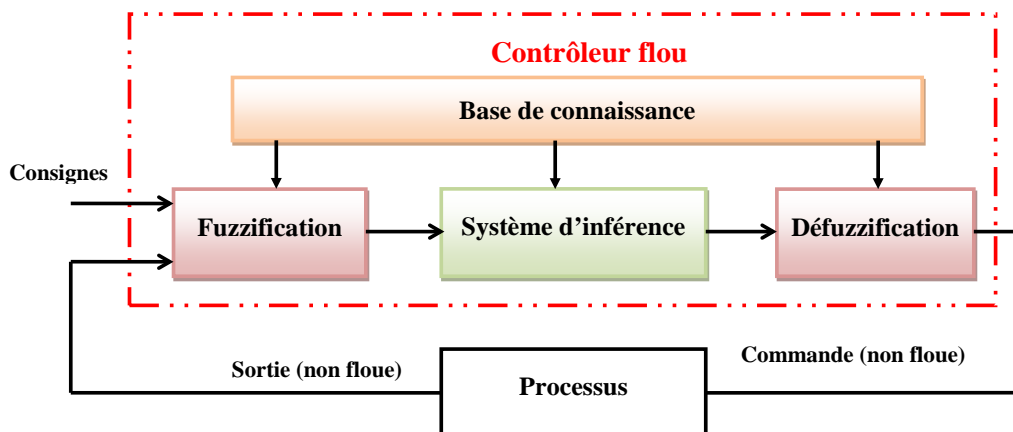


Fig.III.3 Schéma synoptique d'un contrôleur flou

Un contrôleur flou passe généralement par les étapes suivantes :

- Choix de la stratégie de fuzzification.
- Etablissement de la base de règles.
- Choix de la méthode d'inférence.
- Choix de la stratégie de défuzzification.

III.5.1 Base de données

Le choix approprié des variables d'état du processus et des variables de contrôle est essentiel pour caractériser un système flou. De plus, la sélection des variables linguistiques a un effet important sur les performances d'un système flou. Durant cette étape de sélection, l'expérience et la connaissance de l'ingénieur jouent un rôle important. En particulier, le choix des variables linguistiques et leurs fonctions d'appartenance a une grande influence sur la structure de système flou [28], [29].

Pratiquement la base de données contient les fonctions d'appartenances des variables linguistiques des prémisses et des conséquences.

III.5.2 Processeur d'entrée (Fuzzification)

Les variables d'entrée et de sortie choisies pour modéliser ou commander un système sont des grandeurs numériques. L'étape de fuzzification consiste à transformer ces grandeurs réelles en variables linguistiques en vue d'un traitement d'inférence. Ainsi, à chaque variable d'entrée et de sortie est associé des ensembles caractérisant les termes linguistiques pris par ces variables. Ces termes seront utilisés pour écrire les règles d'inférence.

Le choix des formes des fonctions d'appartenance est arbitraire. Des études comparatives ont montré qu'avec les différentes formes des fonctions d'appartenance, les résultats sont pratiquement similaires en boucle fermée. La forme la plus fréquemment utilisée en commande floue est la forme triangulaire. Le nombre de fonctions d'appartenance est généralement impair et se répartissent autour de zéro. En général, on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous. Le choix du nombre dépend de la précision souhaitée. Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes ou non équidistantes [25].

Donc, l'opération de fuzzification réalise une transformation d'un point ordinaire (classique) $\underline{x} = (x_1, \dots, x_n)^T \in U$ vers un ensemble flou A' dans U . Il existe deux choix possibles de fuzzification :

- **Fuzzification type singleton** : A' est un singleton flou dont le support est \underline{x} , c.-à-d., $\mu_{A'}(x') = 1$ pour $\underline{x}' = \underline{x}$ et $\mu_{A'}(x') = 0$ pour tout $\underline{x}' \neq \underline{x}$.
- **Fuzzification type non-singleton** : A' est lui-même un ensemble flou non singleton. Ce type de fuzzification est utilisé lorsque l'entrée est perturbée par un certain bruit.
-

III.5.3 Base de règles

Une base de règles floues est une collection de règles qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie. La description de la commande se fait par l'intermédiaire de ces règles qui ont la forme suivante :

$$R^{(j)} : \text{IF } x_1 \text{ is } A_1^j \text{ and } \dots \text{ and } x_n \text{ is } A_n^j, \text{ THEN } y \text{ is } B^j \quad (\text{III-11})$$

où

A_i^j et B^j sont des ensembles flous dans $U_i \subset R^n$ et $V \subset R$, respectivement, et $\underline{x} = (x_1, \dots, x_n)^T \in U_1 \times \dots \times U_n$ et $y \in V$ sont des variables linguistiques. Soit M le nombre de règles floues IF-THEN dans la base de règles c.-à-d. $j = 1, 2, \dots, M$ dans l'équation (III.11). x et y sont l'entrée et la sortie du système flou, respectivement.

III.5.4 Méthode d'inférence floue

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.

Soit la règle suivante : *IF* x *is* A *THEN* y *is* B , l'inférence peut être exprimée mathématiquement par l'expression suivante : $\mu_B'(x) = I(\mu_A(x_0), \mu_B(y))$ ou I désigne l'opérateur d'inférence.

Il existe d'autres 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 : $\mu_B'(x) = \min(\mu_A(x_0), \mu_B(y))$.
- Implication de Larsen : $\mu_B'(x) = \mu_A(x_0) \cdot \mu_B(y)$.

Pour générer une conclusion à partir de l'ensemble des règles actives, on procède à une agrégation de ces règles par un opérateur disjonctif. Ce qui revient à lier les règles par un opérateur OU. Généralement l'opérateur max est utilisé pour agréger un ensemble de n règles :

$$\mu_B(y) = \max_{i=1, \dots, n} \mu_{B_i}(y).$$

III.5.5 Processeur de sortie (Défuzzification)

Le traitement des règles d'inférence fournit une valeur floue. L'étape de défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'agrégation des règles en une grandeur de commande précise à appliquer au processus..

Donc, l'opération de défuzzification réalise une transformation d'un ensemble dans V vers une valeur ordinaire (non floue) $y \in V$. 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 de l'ensemble flou issu de l'agrégation des règles. Elle consiste à calculer le centre de gravité de la surface formée par la fonction d'appartenance résultante

Un système flou type Takagi-Sugeno est un système dont les règles sont comme suit:

$$\begin{aligned}
 R^{(j)} : & \text{IF } x_1 \text{ est } A_1^j \text{ et } x_2 \text{ est } A_2^j \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n^j \\
 \text{THEN } & y = b_{j,0} + b_{j,1} x_1 + b_{j,2} x_2 + \dots + b_{j,n} x_n \\
 & j = 1, 2, \dots, M
 \end{aligned} \tag{III-12}$$

$A_1^j, A_2^j, \dots, A_n^j$ sont les ensembles flous des prémisses, $b_{j,i}$ $i = 1, 2, \dots, n$ sont les coefficients de la j^{eme} conséquence linéaire, et y^i la sortie numérique de la j^{eme} règle flou où $j \in [1, M]$.

La valeur numérique de la sortie de ce modèle est donnée par [9]:

$$y = \frac{\sum_{j=1}^M \bar{y}^j \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i) \right)}{\sum_{j=1}^M \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i) \right)} \tag{III-13}$$

Tel que :

$$\omega_j = \mu_{A_1}(x_1) \cdot \mu_{A_2}(x_2) \dots \mu_{A_n}(x_n) \tag{III-14}$$

Ou bien:

$$\omega_j = \min \{ \mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_n}(x_n) \} \tag{III-15}$$

Où ω_j est le degré d'activation de la j^{eme} règle flou.

Lorsque $b_{j,i} = 0$ dans (II.12) pour $i = 1, 2, \dots, n$, le système est dit (Modèle flou TS d'ordre zéro) ou système flou à conséquence singleton. Donc la valeur numérique de la sortie sera donnée par [23]:

$$y = \frac{\sum_{j=1}^M \omega_j b_j}{\sum_{j=1}^M \omega_j} \quad (\text{III-16})$$

III.6 Les étapes de conception d'un système flou

III.6.1 Définition des variables du système

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

III.6.2 Choix de la partition floue

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

III.6.3 Choix des fonctions d'appartenances

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

III.7 Architecture d'une commande floue

On parle de la commande floue lorsque la partie d'un automatisme est réalisée en logique floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur classique à savoir : gérer les données de commande et de contrôle du processus. La structure de l'automatisme peut donc être ramené à un système asservi, figure (III.4).

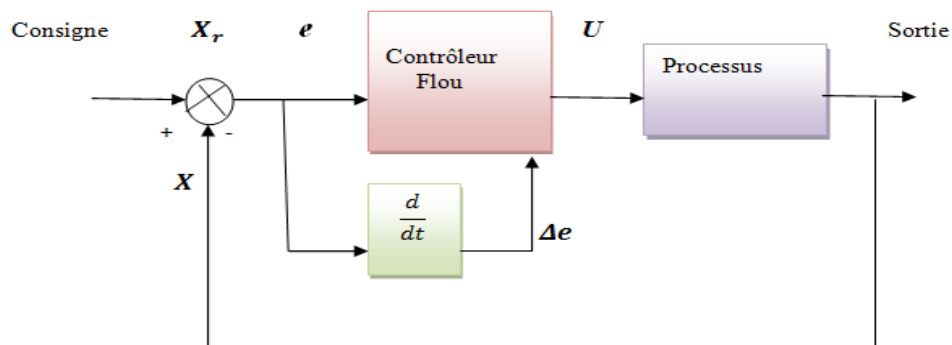


Fig.III.4 Architecture d'une commande floue

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées e et Δe et l'inférence des règles floues. En général, (e) représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne.

$$e(k) = X_r(k) - X(k) \quad (\text{III-17})$$

(Δe) est la variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigne.

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (\text{III-18})$$

III.8 Conclusion :

Dans ce chapitre les notions de base de la logique floue ont été présentées ou nous avons montré la méthode de conception d'un contrôleur PI-flou toute en détaillant ses modules principaux tels que la fuzzification, règles, inférences, et déffuzification.



Chapitre IV



Promotion 2021

Introduction

Les techniques de commande sans capteur pour les moteurs asynchrone ont été largement étudiées au cours des deux dernières décennies. Les grands avantages offerts par le contrôle sans capteur, y compris la compacité et la robustesse, le rendent attrayant pour de nombreuses applications industrielles, en particulier celles qui fonctionnent dans des environnements hostiles. Un tel contrôle réduit les coûts, la taille et les besoins de maintenance du variateur tout en augmentant la fiabilité, la robustesse et l'immunité au bruit du système [30] [31] .

Pour cela, les entraînements sans capteur ont été appliqués avec succès dans les régions à moyenne et grande vitesse, mais le fonctionnement à faible vitesse et zéro vitesse est toujours un problème critique spécialement pour les variateurs de vitesse des moteurs asynchrones [30]. En effet, certaines applications telles que les grues et les entraînements de traction sont nécessaires pour maintenir le couple désiré jusqu'à la vitesse nulle. De nombreux efforts de recherche récents visent à étendre les régions des entraînements sans capteur près de la fréquence zéro du stator [32][33][34].

Dans la littérature qui traite la commande sans capteur de vitesse de la machine à induction, plusieurs méthodes ont été proposées. En général, ces méthodes appartiennent à deux catégories principales : celles qui sont basées sur un modèle et celles qui sont basées sur un signal d'injection. Parmi les techniques utilisées dans la première catégorie nous citerons l'observateur de Luenberger adaptatif, le filtre de Kalman étendu et système adaptatif basé sur le modèle de référence. Les inconvénients majeurs de ces méthodes comme été déjà mentionné sont les mauvaises performances en basses vitesse, zéro vitesse et leur sensibilité vis à vis des variations paramétriques.

Pour surmonter ces problèmes, des méthodes basées sur l'injection d'un signal ont été développé [30][35]. Elles ont permis une estimation en basse vitesse mais au détriment d'une complexité de calcul et la nécessité d'un matériel extérieur pour l'injection du signal, ce qui peut provoquer la dégradation des performances de la machine. Par conséquent, en raison de leur simplicité, les méthodes basées sur la technique de la MRAS (modèles de références avec systèmes adaptatifs) sont toujours d'actualité et ils sont les schémas les plus populaires employés en raison de leur implémentation simple et de leur moindre effort de calcul. Cependant, ces schémas ne parviennent généralement pas à fournir une réponse satisfaisante à

une fréquence de stator faible, d'où de nombreux travaux de recherche ont été consacrés à l'amélioration de la performance des systèmes basés sur le MRAS dans cette région d'opération

Les schémas MRAS ont été couramment employés pour les applications de contrôle sans capteur. En fonction des états de sortie qui forment la fonction d'erreur, divers observateurs du MRAS ont été introduits dans la littérature en se basant sur le flux du rotor, la force électromotrice, la puissance réactive ou sur le produit vectoriel entre la tension et le courant statorique [36][37][38]. La MRAS basée sur le flux du rotor, développé principalement par Schauder, est la stratégie MRAS la plus établie et beaucoup d'efforts ont été axés sur l'amélioration de ses performances [30][39][40].

Ce chapitre sera consacré à la présentation de la méthode d'estimation de la vitesse à partir des estimateurs basés sur un système adaptatif à modèle de référence MRAS basé sur la logique floue.

IV.1 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS

Le contrôle adaptatif peut être défini comme un système de contrôle qui "peut modifier son comportement en réponse à des changements dans la dynamique du processus et le caractère des perturbations" [41]. La commande adaptatif peut être réalisé par différentes stratégies telles que: programmation du gain, commande adaptatif par modèle de référence, régulateurs d'autoréglage[41]. Le modèles de référence avec système adaptatif (MRAS) est l'une des techniques de contrôle adaptatif les plus attrayantes utilisées pour les applications de commande des moteur et d'estimation d'état.

À l'origine, le MRAS a été proposé pour résoudre des problèmes de commande où les spécifications de performance souhaitées sont données par un modèle de référence qui fournit la réponse idéale pour une commande donnée. L'erreur entre la sortie du modèle de référence et la sortie du système est mise à zéro par un mécanisme de modification approprié qui ajuste les paramètres du régulateur. Sur la base du même mécanisme, l'approche MRAS peut également être appliquée à l'estimation des paramètres et des états.

Les schémas MRAS ont été couramment employés pour les applications de commande sans capteur. En fonction des états de sortie qui forment la fonction d'erreur, divers observateurs MRAS ont été introduits dans la littérature sur la base du flux du rotor, de la force électromotrice et de la puissance réactive [41][42][43].

La méthode MRAS basée sur le flux du rotor, principalement développé par Schauder [42], est la stratégie MRAS la plus utilisée et beaucoup d'efforts ont visé à améliorer ses performances. Cependant les performances de cette stratégie sont médiocres surtout dans les régions de faible vitesse ceci est dû à la sensibilité aux variations paramétriques (résistance statorique) et les problèmes d'intégrations pures.

La première étude sur le système adaptatif de la vitesse par modèle de référence de la machine asynchrone proposée par Schauder [45] été basée sur les sorties deux estimateurs. Le premier ne dépend pas de la grandeur à estimer est considéré comme le modèle de référence (modèle en tension) et le deuxième modèle dépend de la grandeur à estimer est considéré comme le modèle adaptatif (ou le modèle ajustable) (modèle en courant). L'erreur entre les sorties de deux estimateurs pilotes un algorithme d'adaptation générant la quantité à estimer (vitesse de rotor dans notre cas). Le mécanisme d'adaptation doit être conçu pour assurer la stabilité du système asservi. La figure (IV.1) illustre la structure MRAS [46][47] [48].

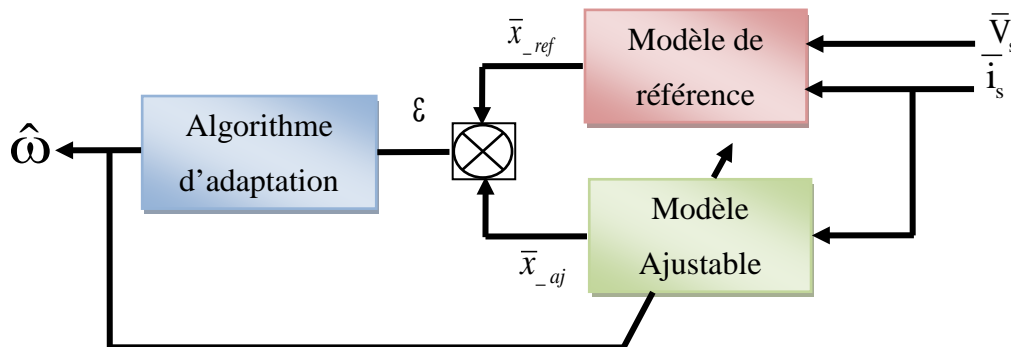


Fig. IV-1. Structure MRAS

Suivant le choix de la variable (\bar{x}), on peut distinguer plusieurs structures MRAS basées sur la même idée donnée par la Figure. (IV-1) :

$$\bar{x} = \bar{\varphi}_r \text{ (flux)}, \bar{e}_m \text{ (F.e.m)}, \bar{Q}_m \text{ (puissance réactive)},$$

IV.1.1 MRAS base sur l'estimation du flux rotorique

L'estimateur de vitesse MRAS est basé sur l'analyse de deux équations indépendantes pour dérivé le vecteur de flux du rotor par rapport au temps, exprimé dans le référentiel

fixe (α, β) . Ils sont généralement désignés par le " modèle de tension " et le " modèle de courant " .

Soit $\hat{\Phi}_r$ la valeur estimée de $\bar{\Phi}_r$ et $\hat{\omega}$ la valeur estimée ω .

Dans le référence du stator (α, β)

a- pour le stator

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (\text{IV-1})$$

b- pour le rotor

$$0 = \left(\frac{\mathbf{1}}{T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r - \frac{M}{T_r} \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (\text{IV-2})$$

Le modèle de référence (Tension) est comme suit :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} \right) \quad (\text{IV-3})$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \frac{L_r}{M} \int (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt - \frac{L_r}{M} \sigma L_s \bar{i}_s \quad (\text{IV-4})$$

Le modèle ajustable (courant) est le suivant :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \left(-\frac{\mathbf{1}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (\text{IV-5})$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \int \left[\left(-\frac{\mathbf{1}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \right] dt \quad (\text{IV-6})$$

Pour la détermination du mécanisme d'adaptation on suppose que le flux réel est estimé et donnée par l'équation du rotor :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r = \left(-\frac{\mathbf{1}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (\text{IV-7})$$

Le flux estimé :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{\mathbf{I}}{T_r} + j\hat{\omega} \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (\text{IV-8})$$

On peut définir une erreur vectorielle statique comme suit :

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r \quad (\text{IV-9})$$

Alors L'équation dynamique de l'erreur d'estimation est donné par :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(-\frac{\mathbf{I}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varepsilon} + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\Phi}_r \quad (\text{IV-10})$$

Où :

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \quad \hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \varepsilon_\alpha &= \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \varepsilon_\beta &= \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{aligned} \quad (\text{IV-11})$$

L'erreur sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{\mathbf{I}}{T_r} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + J\omega \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + J(\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-12})$$

Avec :

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-13})$$

$$\Delta\omega = \omega - \hat{\omega} \quad (\text{IV-14})$$

Après simplification on trouve :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\mathbf{I}}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{\mathbf{I}}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-15})$$

On pose :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad W = (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-16})$$

Il vient :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = A\bar{\varepsilon} + W \quad (\text{IV-17})$$

Pour assurer une convergence asymptotique vers zéro de l'erreur d'observation sur les mesures, on analyse la tendance de l'énergie de l'erreur d'observation par le théorème de *Lyapunov*.

Celui-ci certifie qu'un système possède un état d'équilibre uniformément asymptotiquement stable $x=0$ s'il existe une fonction de *Lyapunov* $V(x)$ vérifiant les conditions ci-dessus [20] :

1. *Définit positive.*
2. *La dérivée par rapport au temps définit négative.*
3. $V(x) \rightarrow \infty$ Pour $\|x\| \rightarrow \infty$

On considère la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \left(\frac{\omega - \hat{\omega}}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{IV-18})$$

λ Constant positive.

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^T \right) \varepsilon + \varepsilon^T \left(\frac{d}{dt} \varepsilon \right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\omega)^2 \quad (\text{IV-19})$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{IV-20})$$

Avec :

$$W^T \varepsilon + \varepsilon^T W = 2 \varepsilon^T W$$

Alors :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) + 2 \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{IV-21})$$

Où

$$\varepsilon^T W = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \Delta \omega \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (IV.21) doit être définie négative.

Or le premier terme de (IV.21) est négatif.

$$(A^T + A) = -\frac{2}{T_r} I < 0 \quad \forall \omega$$

Alors le deuxième terme de (IV.21) doit être nul :

$$2\varepsilon^T W - 2\Delta\omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = 0 ; \quad 2\varepsilon^T W = 2\Delta\omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{IV-22})$$

On aboutit à :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{IV-23})$$

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite comme suit :

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r} \quad (\text{IV-24})$$

$$\hat{\omega} = \lambda \int (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{IV-25})$$

La loi d'adaptation présente une intégration en boucle ouverte (problème d'offset) pour l'amélioration de la réponse d'estimation un filtre passe bas à été proposé par des nombreux auteurs [50] et [51].

Alors (IV.25) devient :

$$\hat{\omega} = K_p (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) + K_i \int (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{IV-26})$$

Avec : K_p et K_i des constantes positive.

La figure (IV.2) montre le schéma de principe de la structure MRAS pour l'adaptation de la vitesse.

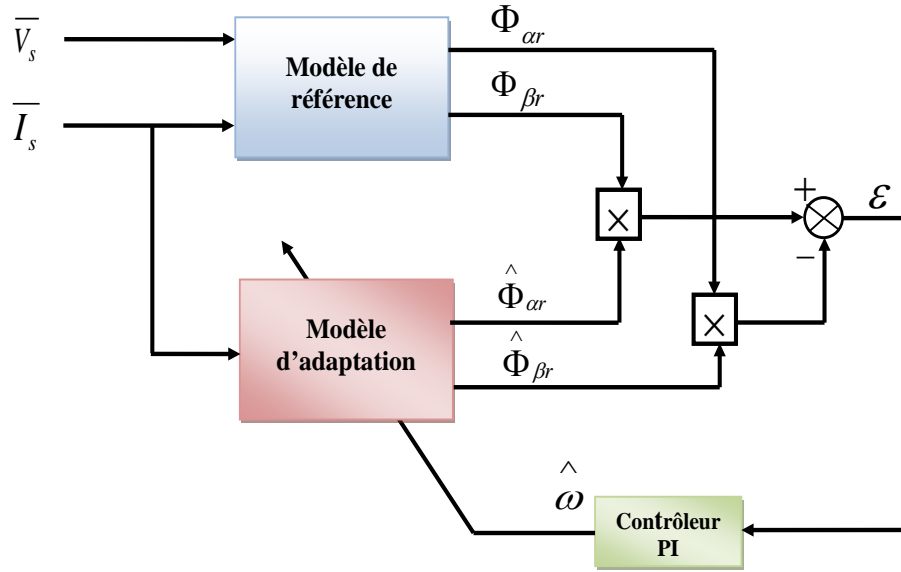


Fig. IV-2. Estimation de la vitesse par la méthode MRAS basée sur le flux rotorique

IV.2 Estimation en temps réel de l'inverse de la constante de temps rotorique par la technique MRAS

La même approche appliquée pour l'estimation de la vitesse sera utilisée pour estimer la constante de temps rotorique.

On considère que la vitesse est un paramètre constant alors que la constante de temps rotorique sera prise comme un paramètre variable.

Le flux réel est donné par :

$$\dot{\bar{\Phi}} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \tag{IV-27}$$

Le flux estimé est alors :

$$\dot{\hat{\Phi}} = \left(-\frac{1}{\hat{T}_r} + j\omega \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{\hat{T}_r} \bar{I}_s \tag{IV-28}$$

On définit l'erreur vectorielle comme suit :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r - \dot{\hat{\Phi}}_r = -\frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_r + \frac{1}{\hat{T}_r} \hat{\Phi}_r + j\omega (\bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r) + M \bar{I}_s \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \tag{IV-29}$$

On pose :

$$\bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r = \bar{\varepsilon}$$

On remplace dans (IV-29) on trouve :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r - \dot{\hat{\Phi}}_r = -\frac{1}{T_r}(\bar{\varepsilon} + \hat{\Phi}_r) + \frac{1}{\hat{T}_r}\hat{\Phi}_r + j\omega\varepsilon + M\bar{I}_s\left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}\right) \quad (\text{IV-30})$$

La dynamique de l'erreur s'écrit :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega\right)\bar{\varepsilon} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}\right)(M\bar{I}_s - \hat{\Phi}_r) \quad (\text{IV-31})$$

Sous forme matricielle :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = A\bar{\varepsilon} + W \quad (\text{IV-32})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}\right) \begin{bmatrix} M\bar{I}_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ M\bar{I}_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-33})$$

Où

W : Terme non linéaire.

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \quad \hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \varepsilon_\alpha &= \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \varepsilon_\beta &= \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{aligned}$$

L'expression (IV-31) possède un terme non linéaire. La stabilité de l'erreur sera étudiée, en utilisant la théorie de *Lyapunov*.

On considère la fonction de *Lyapunov* candidate suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \left(\frac{1/T_r - 1/\hat{T}_r}{\lambda}\right)^2 \quad (\text{IV-34})$$

Avec :

$$\frac{\Delta}{T_r} = \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \quad (\text{IV-35})$$

La dérive par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^T \right) \varepsilon + \varepsilon^T \left(\frac{d}{dt} \varepsilon \right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta}{T_r} \right)^2 \quad (\text{IV-36})$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + W^T \varepsilon + \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d1/\hat{T}_r}{dt} \quad (\text{IV-37})$$

Avec :

$$W^T \varepsilon + \varepsilon^T W = 2\varepsilon^T W$$

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + 2\varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d1/\hat{T}_r}{dt} \quad (\text{IV-38})$$

Où

$$\varepsilon^T W = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \frac{\Delta}{T_r} \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (IV-38) doit être définie négative.

Le premier terme de (IV-38) est négatif.

$$(A^T + A) = -\frac{2}{T_r} I < 0 \quad \forall \omega$$

Alors le reste de l'expression (IV-38) doit être nul pour assurer la négativité.

$$2\varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d1/\hat{T}_r}{dt} = 0$$

$$2\varepsilon^T W = \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} \quad (\text{IV-39})$$

On a :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\lambda} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} \quad (\text{IV-40})$$

Notre approche consiste à remplacer le PI conventionnel du mécanisme d'adaptation par un contrôleur flou, ce qui augmente les performances, garantit la robustesse et la stabilité de l'observateur pour toute la plage de fonctionnement du moteur à induction. Le principe de la logique floue a été utilisé, avec une nouvelle forme de contrôleur adaptatif flou où les entrées de l'algorithme proposé sont les erreurs statiques et dynamiques du flux du rotor..

Le contrôleur flou que nous allons développer maintenant utilise le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure (IV.4).

D'après le schéma de la figure (IV.4), le régulateur flou est composé :

- d'un bloc de calcul de la variation de l'erreur Δe au cours du temps.
- des facteurs d'échelles (normalisation) associés à l'erreur (G_e), à sa variation ($G_{\Delta e}$), et à la variation de la sortie estimée ($G_{\frac{\Delta \omega, \Delta \frac{1}{T_r}}}$).
- d'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- de la logique utilisée pour l'évaluation des règles du régulateur flou (inférence).
- d'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en une valeur numérique.
- d'un bloc sommateur qui calcul la valeur intégrale de la commande.

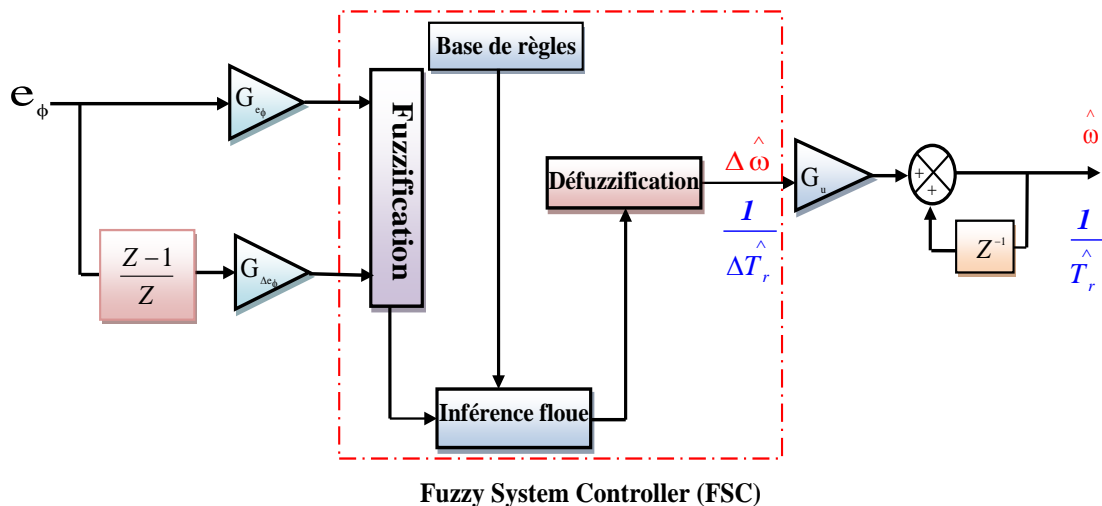


Fig. IV-4. Structure du régulateur floue proposé.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur du flux citée en (IV-9) et sa variation exprimée comme suit :

$$\Delta e_\phi(k) = e_\phi(k) - e_\phi(k-1) \tag{IV-43}$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la vitesse et de la constante de temps rotorique estimées notées $\Delta(\hat{\omega}, \frac{1}{\hat{T}_r})$. Les trois grandeurs $e_\phi, \Delta e_\phi$ (inputs) et

$\Delta(\hat{\omega}, \frac{1}{\hat{T}_r})$ (output) sont normalisés comme suit :

$$\begin{cases} e_\phi = (G_{e_\phi}) e_\phi \\ \Delta e_\phi = (G_{\Delta e_\phi}) \Delta e_\phi \\ \Delta\omega = (G_{\Delta\omega}) \Delta\omega \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} e_\phi = (G_{e_\phi}) e_\phi \\ \Delta e_\phi = (G_{\Delta e_\phi}) \Delta e_\phi \\ \frac{\Delta}{\hat{T}_r} = (G_{\frac{\Delta}{\hat{T}_r}}) \frac{\Delta}{\hat{T}_r} \end{cases} \tag{IV-44}$$

Où (G_{e_ϕ}) , $(G_{\Delta e_\phi})$ et $(G_{\frac{\Delta}{\hat{T}_r}})$ sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques du contrôle. La technique d'essai et d'erreur est généralement utilisée pour optimiser ces gains afin d'assurer des performances optimales du contrôleur [57].

Les valeurs des facteurs d'échelle choisies sont données dans le tableau 1.

Facteur d'échelle	Estimation de la vitesse	Estimation de (1/Tr)
G_{e_ϕ}	100	185
$G_{\Delta e_\phi}$	1000	200
$(G_{\frac{\Delta}{\hat{T}_r}})$	0.9	0.9

Tab. IV-1. Facteurs d'échelle

. L'expression de la vitesse estimée et de la constante de temps rotorique s'écrit comme suit :

$$\hat{\omega}(k) = \hat{\omega}(k-1) + (G_{\Delta\omega}) \Delta\hat{\omega}(k) \tag{IV-45}$$

Et l'expression pour la constante de temps rotorique peut être écrite comme:

$$\frac{1}{\hat{T}_r}(k) = \frac{1}{T_r}(k-1) + (G_{\frac{1}{T_r}}) \frac{\Delta}{T_r}(k) \tag{IV-46}$$

Pour le MRAS flou, les fonctions d'appartenance l'erreur du flux et de sa variation sont choisies identiques de formes triangulaire est sont définies sur l'intervalle $[-1, 1]$ Figure (IV-5(a)). La fonction d'appartenance de la variation de la vitesse ($\Delta\hat{\omega}$) est choisie de formes singleton sur l'intervalle $[-2.5, 2.5]$ figure (IV-5(b)) et la fonction d'appartenance type-1 de la variation de l'inverse de la constante de temps rotorique $\Delta(1/\hat{T}_r)$ est choisie aussi de formes singleton sur l'intervalle $[-2.5, 2.5]$ figure (IV-5(c)).

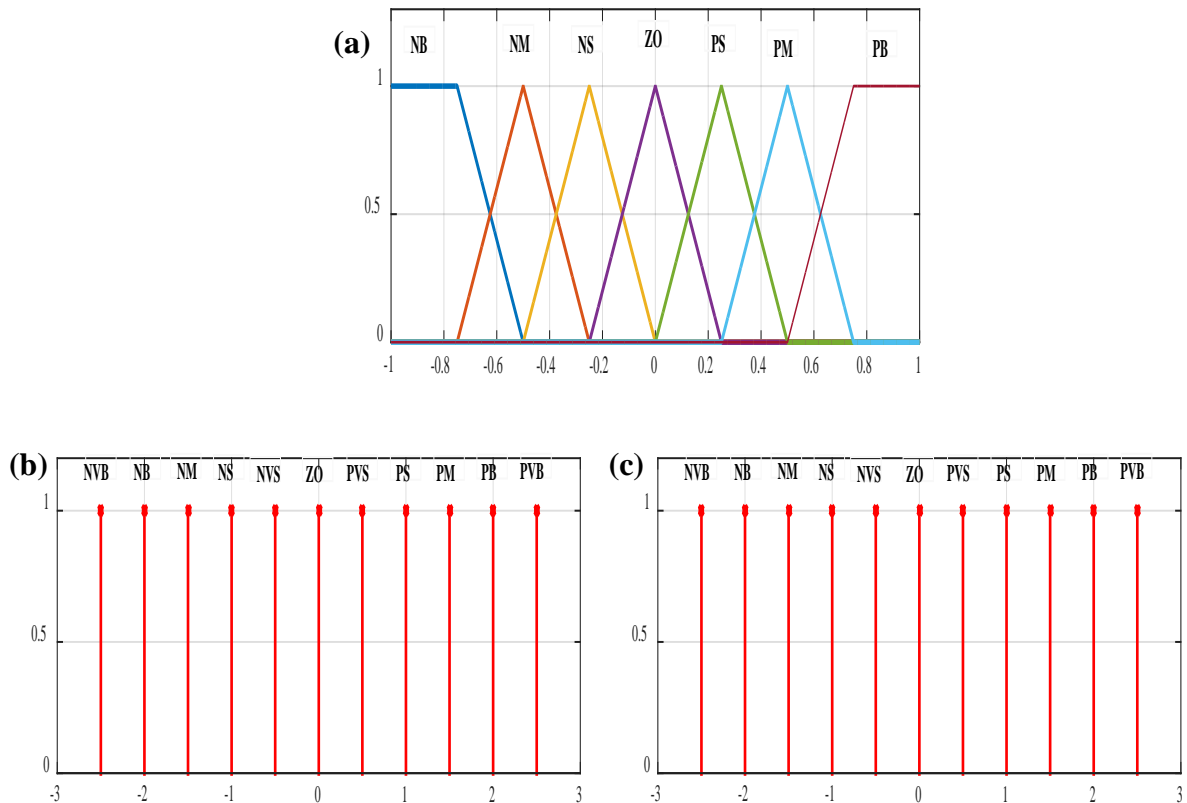


Fig. IV-5. Fonctions d'appartenances type-1:

(a) erreur et variation d'erreur du flux ; (b) vitesse estimée ;

(c) inverse de la constante de temps rotorique estimée

La table des règles correspondante utilisée pour l'inférence floue est donnée dans la Table 2 :

		Variation de l'erreur du flux						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
Erreur du flux	NB	NVB	NVB	NB	NM	NVS	ZO	PVS
	NM	NVB	NB	NM	NS	NVS	PVS	PS
	NS	NB	NM	NS	NVS	ZO	PS	PM
	ZO	NB	NS	NVS	ZO	PVS	PS	PB
	PS	NM	NS	ZO	PVS	PS	PM	PB
	PM	NS	NVS	PVS	PS	PM	PB	PVB
	PB	NVS	ZO	PVS	PM	PB	PVB	PVB

Tab. IV-2. Table des règles du régulateur flou type-1

La figure (IV-6) présente un schéma de principe d'un observateur MRAS avec des contrôleurs flous (FLC) pour la vitesse du rotor et l'adaptation de l'inverse de la constante de temps rotorique et la figure (IV-7) présente le schéma général du contrôleur flou type-2 proposé .

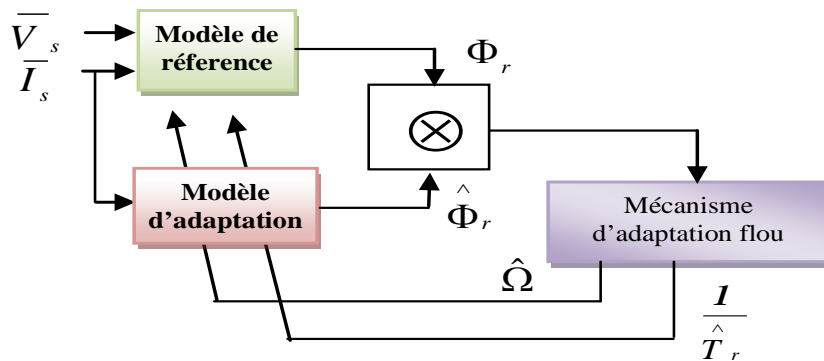


Fig. IV-6. Schéma block de l'observateur MRAS avec adaptation de la vitesse et de l'inverse de la a constante de temps rotorique.

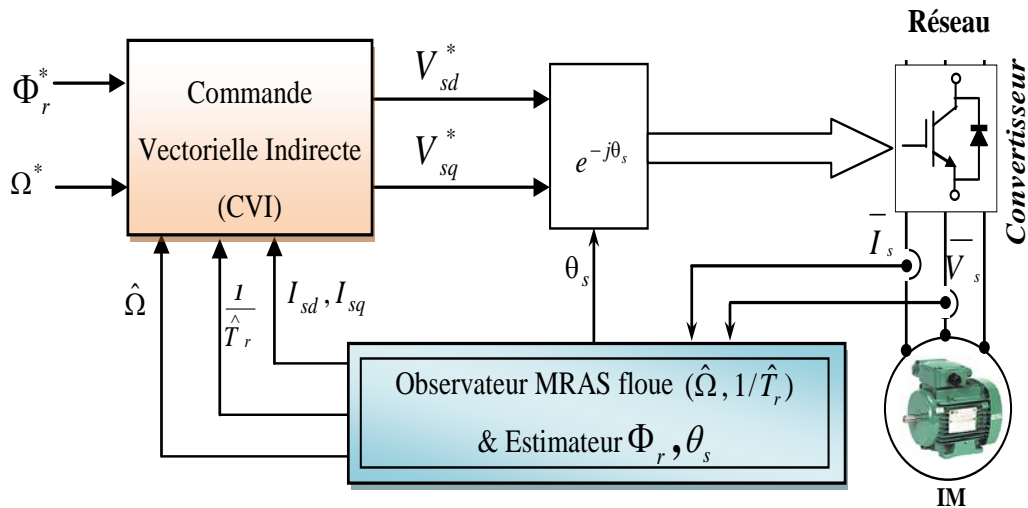


Fig. IV-7. Schéma général du contrôleur flou proposé

IV.4 Résultats de simulation

Afin de tester l'efficacité de l'observateur par MRAS flou proposé avec l'adaptation de la constante de temps rotorique on procède à la simulation suivante :

La condition initiale de vitesse du rotor a été mise à zéro tandis que les conditions initiales de flux du rotor ont été réglées sur $\Phi_{rq}(0) = 0$; $\Phi_{rd}(0) = I$. La référence pour la vitesse ainsi que le couple de charge appliqué sont indiqués sur les figures (IV-8) et (IV-9).

La figure (IV -9) montre la référence, la vitesse réelle et estimée. Nous pouvons voir dans la figure (IV-10) et (IV-11) que l'erreur d'estimation de la vitesse (erreur entre la vitesse réelle et estimée) et l'erreur de vitesse de suivi de trajectoire (d'erreur entre la référence et la vitesse estimée) sont petites, même dans les régions proche de zéro, l'erreur converge rapidement vers zéro. Pour tester la robustesse face aux variations du couple de charge à une référence de vitesse constante, une variation de 10 Nm (voir la figure (IV-10)) de la charge est appliquée à $t = 5$ s. Comme nous pouvons le voir, après de petites variations, les erreurs d'estimation et de suivi de trajectoire convergent vers zéro. Tous ces résultats confirment l'efficacité de notre observateur flou et du contrôle de la vitesse. Aussi, afin de confirmer l'orientation du flux, l'axe d et q sont présentés séparément dans la figure (IV-12). Nous pouvons voir que sur l'axe q le flux est maintenu à une valeur nulle.

Une variation de la résistance du rotor qui augmente jusqu'à $2R_n$ ((IV-8)). Les figures (IV-12) et (IV-13) montrent les historiques temporels du module de flux et du courant de stator. Dans les figures (IV-14) et (IV-15) la constante de temps du rotor suit ses références

jusqu'à 7s où l'on peut voir une erreur de pic et qui montre que la technique d'estimation reste stable et permettent d'estimer $1/T_r$ avec précision. Les variations de la vitesse n'ont aucune effet sur l'estimation de $1/T_r$.

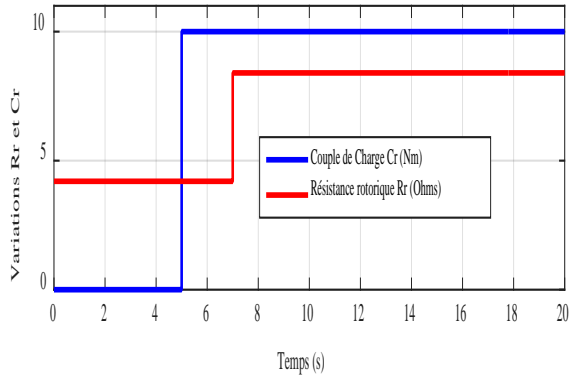


Fig. IV-8. Variation de Cr et de Rr

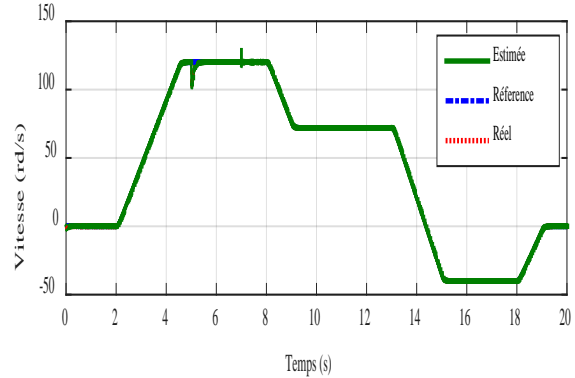


Fig. IV-9. Vitesse rotorique

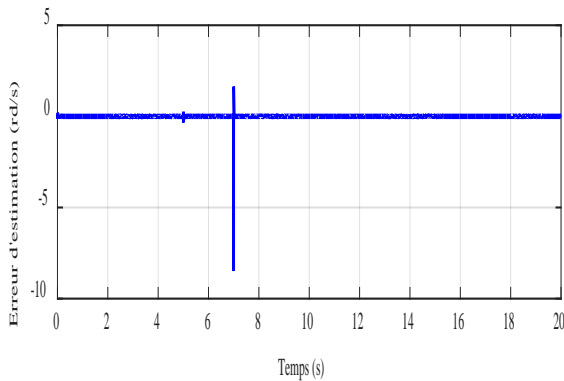


Fig. IV-10. Erreur d'estimation de la vitesse

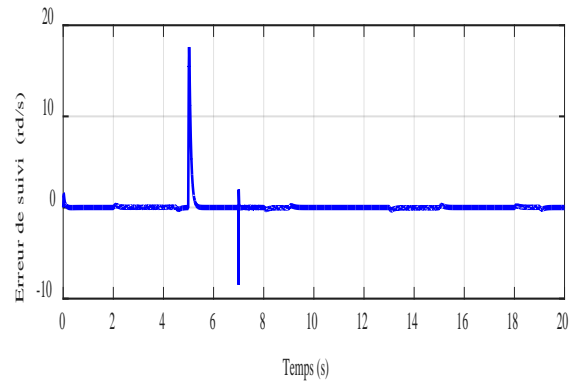


Fig. IV-11. Erreur de vitesse de poursuite de la trajectoire

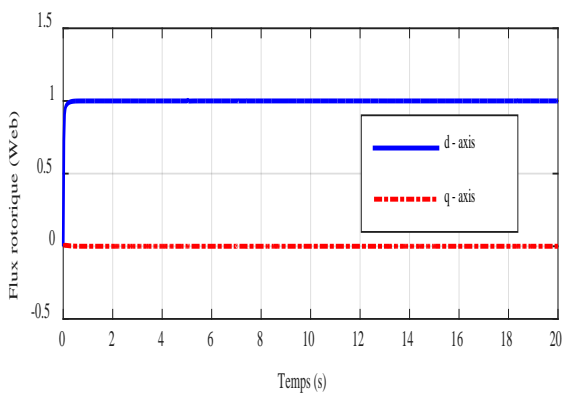


Fig. IV-12. Flux rotorique

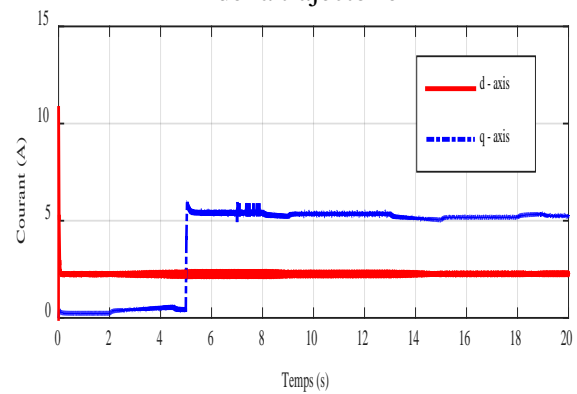


Fig. IV-13. Courant Statorique Isd et Isq

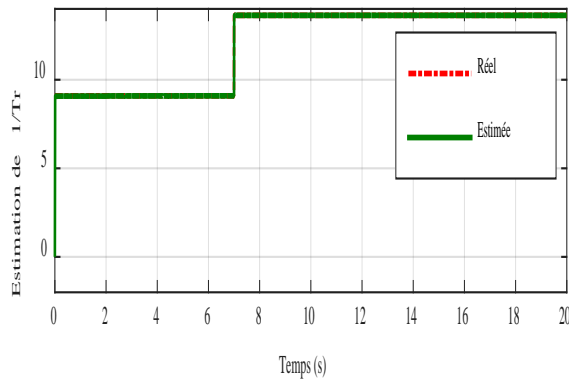


Fig. IV-14. Inverse de la constante de temps rotorique

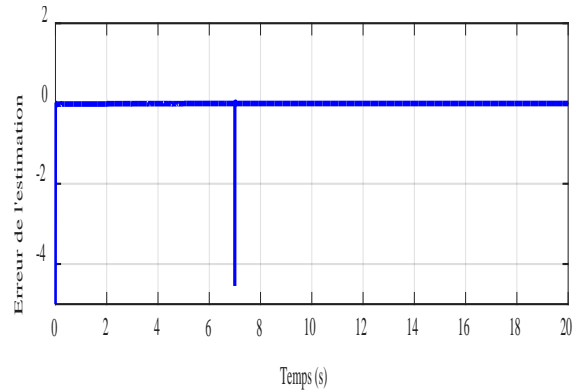


Fig. IV-15. Erreur de l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique .

IV.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons proposé un observateur MRAS de vitesse du rotor à base de logique floue, afin d'améliorer les performances de la commande vectorielle sans capteur de la machine à induction, sa stabilité est démontrée en utilisant la fonction de Lyapunov. Les résultats de simulation pour différents profils de vitesse ont montré, d'une part, que le nouveau observateur MRAS floue a été en mesure d'estimer avec précision la vitesse réelle même dans les régions proche de zéro avec un suivi plus rapide des valeurs de référence avec moins de dépassement. D'une autre part, nous avons prouvé la robustesse de l'observateur proposé face aux variations du couple de charge et celle de la résistance du rotor ou il induit moins d'oscillation dans la constante de temps du rotor et la vitesse mécanique estimées.



Conclusion générale



Promotion 2021

CONCLUSION GENERALE

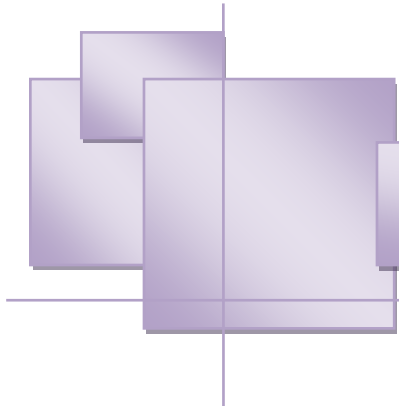
Une bonne maîtrise d'un processus passe généralement par des informations fiables sur ce processus. Ensuite, la connaissance des états à chaque instant est indispensable, par exemple, la synthèse de contrôle, le diagnostic et la détection de défauts de processus industriels. Cependant, la plupart des processus industriels ont des comportements non linéaires, ce qui a incité les chercheurs à développer des observateurs non linéaires. Jusqu'à présent, il n'y a pas de méthode générale qui caractérise la syntaxe des observateurs non linéaires, plusieurs techniques d'estimation sans capteur de vitesse sont présentées dans la littérature. L'observateur MRAS est l'un des observateurs les plus utilisés pour l'estimation de la vitesse du moteur à induction mais présente un inconvénient majeur: ses faibles performances à basse vitesse et sa sensibilité à la variation de la résistance rotorique.

Dans ce travail, nous avons voulu donner :


- Une introduction détaillée de la logique floue .
- La deuxième partie de notre travail est dédiée à l'application de la logique floue à la commande adaptative de la machine à induction.

Dans ce contexte, nous avons proposé une méthode de commande adaptative basée sur la logique floue . Pour cela, nous avons remplacé le PI du mécanisme d'adaptation par un contrôleur flou , ce qui a permis d'augmenter les performances et de garantir la robustesse, la stabilité de l'observateur pour toute la plage de fonctionnement du moteur à induction.

A travers les résultats obtenus, nous avons montré l'efficacité de la logique floue dans la commande adaptative des machines à induction.



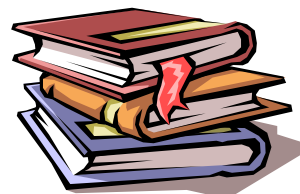
Bibliographies



Promotion 2021



Bibliographies



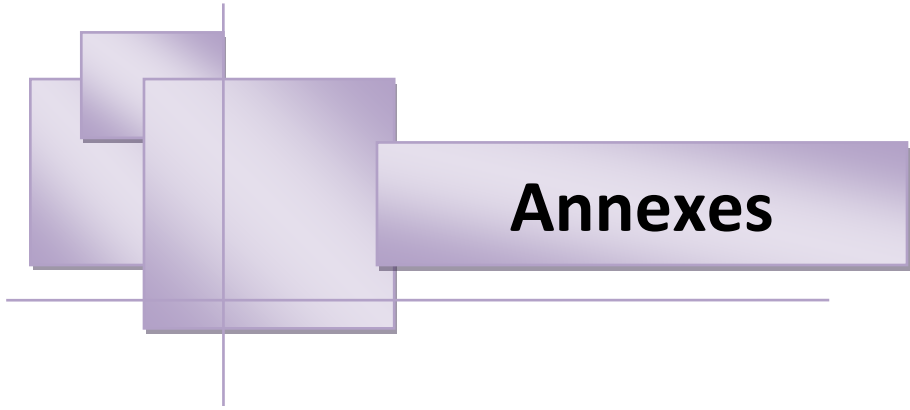
- [1] M. Ghanes, « Observation et Commande de la Machine Asynchrone sans Capteur Mécanique. », Thèse de doctorat, Université de Nantes, Novembre 2005.
- [2] P. Bastiani, « Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur-machine alternative : Application à la traction électrique. », Thèse de doctorat, INSA de Lyon, Février 2001.
- [3] J. Chatelin, « Machines Electriques. », Tome1, Edition Dunod, Paris, 1983.
- [4] J.P Lois, « Modélisation des machines électriques en vue de leur commande », Lavoisier, Paris 2004.
- [5] L .Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré Nancy, Janvier 1999.
- [6] S.Khelfa, « Commande vectorielle d'une machine à induction ; impact de la saturation de la machine et modulation du convertisseur », Thèse de magister, Université de Batna, 2001.
- [7] R.Abdessamed, M .Kadjoujdj, « Modélisation des machines électriques », Presses de L'Université de Batna 1997.
- [8] M.Tarbouchi, « Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone, régime défluxé », Thèse présentée pour l'obtention du grade de (P.Hd), Université de Laval, Québec 1997.
- [9] M. Pinard, « Commande Électronique des moteurs électriques », éditions Dunos, Paris 2004.
- [10] A.Lahmar, « Implantation Expérimentale de la commande Robuste par un contrôleur H_{∞} », Thèse de magister, Université de Batna, 2010.
- [11] C. Canudas de Wit, « Modélisation, control vectoriel et DTC: Commande des moteurs asynchrone », Edition Hermes Science Publications, Paris 2000.
- [12] B.TAREK, « Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.

- [13] CHekima Djamel, « commande d'un moteur asynchrone par logique floue», mémoire d'ingénieur, université d'EL-Oued 2014.
- [14] S.Barkati, « Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone », Thèse de magister, ENP d'Alger, 1997
- [15] L .Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré Nancy, Janvier 1999.
- [16] Kheldoun, « Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté », Thèse de doctorat, Université de Boumerdès, 2007.
- [17] G.Lacroux, «Les actionneurs électriques pour la robotique et les servissements » Technique et documentation lavoisier, 1994
- [18] R.Pena Eguiluz, «Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire. » Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 8 novembre 2002.
- [19] SHAW, I. S.; SIMÕES, M. G. Model-based Fault Diagnosis in Dynamic Systems Using Identification Techniques. Sao Paulo : Editora Edgard Blucher Ltda in co-edition with FAPESP, 1999. 165 p.
- [20] MENDEL, J. M. Uncertain Rule-Based Fuzzy Logic Systems: Introduction and New Directions, Ed. Prentice Hall, USA, 2000.
- [21] MENDEL, J. M. Type-2 Fuzzy Sets: Some Questions and Answers, IEEE Connections, Newsletter of The IEEE Neural Networks Society, Vol. 1, pp., 10-13, August 2003.
- [22] K.Chafaa, « Structure d'Identification et de Commande des Systèmes non Linéaires Basées sur les Techniques Floues», Thèse de doctorat, Université de Batna ,2006.
- [23] A .Zadah, « Fuzzy set », Information and control, vol.8,pp.338-354, 1965.
- [24] B.Kosko, « Neural network and fuzzy system, a dynamical systems approach to machine intelligence», prectice Hall, 1992.
- [25] A.ghani El Ougli, « Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs », Thèse de doctorat, Université Sidi Mohamed Ben Abdellah Fès- Maroc ,2009

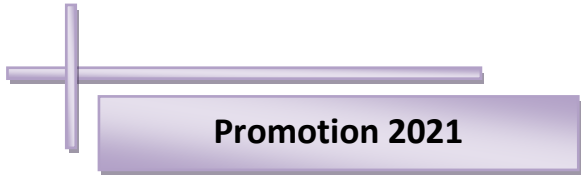
- [26] T. Takagi and M. Sugeno, «Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modelling and Control », IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics vol. SMC-15 no. 1, pp. 116-130, 1985.
- [27] L.A. Zadeh, « The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning », Information Science, Part. I (8) pp. 199-249, Part II (8) pp. 301- 357, Part III (9) pp. 43-80, 1975.
- [28] K. Chafaa, M. Ghanai and K. Benmahammed, 'Fuzzy Modeling using Kalman Filter', IET(ex IEE) Control theory and applications, Vol. 1, N° 1, pp. 58-64, 2007.
- [29] B.B.Meunier, « La logique floue et ces applications », Addison, 1995.
- [30] J. W. Finch and D. Giaouris, "Controlled AC Electrical Drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 1-11, February 2008.
- [31] J.Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," Proc. of the IEEE, vol. 90, no. 8, pp. 1359-1394, August 2002.
- [32] J. Holtz and J. Quan, " Drift and parameter compensated flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 4, pp. 1052- 1 060, July/August 2003.
- [33] K. D. Hurst, T. G. Habetler, G. Griva, and F. Profumo, " Zero-speed tachless 1M torque control: simply a matter of stator voltage integration," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 4, pp. 790-795, July/August 1998.
- [34] M. Rashed and A. F. Stronach, "A stable back-EMF MRAS-based sensorless low speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation," IEE Proceedings Electric Power Applications, vol. 151, no. 6, pp. 685-693, November 2004.
- [35] C. Caruana, G.M. Asher, M. Sumner, " Performance of high frequency signal injection techniques for zero-low-frequency vector control induction machines under sensorless conditions, " IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 53, no. 1, pp. 225–238, 2006.
- [36] F. Peng and T. Fukao, " Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors, " IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 30, no. 5, pp. 1234–1240, Sep./Oct. 1994.
- [37] P. Vas, " Sensorless Vector and Direct Torque Control. " in New York: Oxford Univ. Press, 1998.

- [38] V. Verma, C. Chakraborty, S. Maiti, Y. Hori, "Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive Using Single Current Sensor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 4, pp. 938-950, 2013
- [39] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, Sep./Oct. 1992.
- [40] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, Sep./Oct. 1992.
- [41] K. J. Astrom and B. Wittenmark, *Adaptive control*. Second ed., Reading, Mass.: Addison-Wesley, 1995.
- [42] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, September/October 1992..
- [43] F. Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1234-1240, September/October 1994..
- [44] R. Blasco-Gimenez, G. M. Asher, M. Sumner, and K. J. Bradley, "Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part 1: Stability analysis for the closed loop drive," *IEE Proceedings Electric P Applications*, vol. 143, no. 2, pp. 113-122, March 1996.
- [45] Shauder, C., "Adaptive speed identification for control of induction motors without rotational transducers." in *Proc.IEEE IAS Ann.Mtg.*, 1989, pp. 493-499.
- [46] Shoudao Huang, Yaonan Wang, Jian Gao, Jiantao Lu and Sihai Qiu "The Vector Control Based on MRAS Speed Sensorless induction Motor Drive" *Intelligent Control & Automation WCICA 2004* vol. 5 pp.4550-4553.
- [47] Zhefeng Li Zhigang Liu Liun Diao Wenli Lin Gang Zhang "A Sensorless Vector Control of Induction Machines Based on Hybrid Model" *Industrial Electronics & Application ICIEA*, 2007, pp.1188-1192.
- [48] Marcello Montanari, Sergei Peresada, Andre Tilli, Alberto Tonielli "Speed Sensorless Control of Induction Motor based on Indirect Field-Orientation" *Industry Application Conference*, 2000 vol.3 pp. 1858-1865.

- [49] G.Garcia soto, " Etude et mise en oeuvre d'estimations et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine a induction a cage commandée vectoriellement. " Thèse de doctorat université. paris XI, France, 05 Oct 1998.
- [50] J.Holtz, "sensorless position control of induction motors –an emerging technology. " in Proc.IECON'98, August31-sptember 4 1998, Aachen,Germany, pp. 11-112.
- [51] C.Ilas,A.Bettini,L.Ferraris,G.Griva,F.Profumo, "Comparision of differents schemes without shaft sensors for field oriented control drives. " in Proc.IECON'94, pp.1579-1588.
- [52] F. Zidani, M. Nait-Said, M. Benbouzid, D. Diallo, and R. Abdessemed, "A Fuzzy Rotor Resistance Updating Scheme for an IFOC Induction Motor Drive," IEEE Power Engineering Review, vol. 21, no. 11, pp. 47-50, November 2001.
- [53] Y. Miloud and A. Draou, "Fuzzy logic based rotor resistance estimator of an indirect vector controlled induction motor drive," in Proc. IEEE 28th AnnualConference of the Industrial Electronics Society, 2002, pp. 961 - 966.
- [54] B. Karanayil, M. Rahman, and C. Grantham, "Stator and rotor resistance observers for induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 4, pp. 771-780,December 2005.
- [55] Idriss benlaloui, and al, "implementation of a new mras speed sensorless vector control for induction machine" IEEE Transations on Energy conversion, Vol.30, No.2, pp. 588-595, 2015.
- [56] M. S. ZAKY, and all , "wide speed-range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor drives, " IEEE Transactions on Industrial Electronics, volume 56, N°. 5, pp. 1699–1707, 2009 .
- [57] Y. Miloud and A. Draou, "Fuzzy logic based rotor resistance estimator of an indirect vector controlled induction motor drive," in Proc. IEEE 28th AnnualConference of the Industrial Electronics Society, 2002, pp. 961 - 966.



Annexes



Promotion 2021

Annexe 1

Paramètres du moteur à induction (mas)

A4.1 Valeurs nominales :

1.5kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.5 A; Cosφ : 0.82 ; 1430 tr/min ; 10 N.m .

A4.2 Paramètres électrique :

- Puissance électrique : $P = 1.5$ KW ;
- Résistance du stator : $R_s = 5.72$ Ω ;
- Résistance du rotor : $R_r = 4.2$ Ω ;
- Inductance du stator : $L_s = 0.462$ H ;
- Inductance du rotor : $L_r = 0.462$ H ;
- Inductance mutuelle : $M = 0.4402$ H ;

A4.3 Paramètres mécaniques:

- Moment d'inertie : $J = 0.0049$ kg.m² ;
- Coefficient de frottement : $f = 0.003$ SI .

A4.4 Paramètres électromagnétiques :

- $C_e = 10$ Nm Couple électromagnétique