



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 : Commande Electrique

Présenté par

DARDIRI KHALID

THEME

*Commande sans capteur de vitesse
à base de logique floue d'un moteur
asynchrone*

Soutenu le 29/06/2019 devant la commission d'examen composée de :

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

Promotion 2018/2019

Remerciement

*Nous remercions d'abord ALLAH qui m'a donné la force,
la volonté et la connaissance pour accomplir ce projet.*

Nous tenons a remercier mon aimable encadreur

Dr. KHEMIS Abderrahmane

*Enseignant à l'université de Khenchela sur ses précieux conseils, efforts,
orientations et sa disponibilité durant notre projet.*

Ainsi nous tenons a exprimer nos vifs remerciements au

SAMIR, FERTAS, MOSTAPHA BENZERARA, ZERAOULIA KHIREDDINE

*Comme on remercie s'adressent également à tous les enseignants et camarades du
département d'électrotechnique qui ont assisté ma formation.*

*Nos vifs remerciements vont également aux membres de jury d'avoir accepté d'évaluer
notre travail.*

*Nous finissons par exprimés nos profonds gratitude à nos parents pour leurs
encouragements, leurs soutiens et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.*



dedicace

A ceux qui sont les plus chers du monde, ma mère et mon père, à qui je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour ses amours ses soutiens tout au long de mes études afin de faire de moi ce que je suis aujourd'hui, que dieu les protège.

A mes frères "Mounir, Btiti".

A mes soeurs "Zineb, zohra, razika".

A mes neveux et nièce "Oussama, isra, himo, nacer".

A toute ma famille.

A toutes mes amies "Ammar, Said, Sosso, Nono, Saleh, Samir, Kfiro, Haron, Baali, Moussaab, Salim".

Je dédie ce modeste travail.

Table des Matières

Introduction générale:..... 1

Chapitre I

Modélisations de la machine asynchrone

I.1 Introduction..... 3

I.2 Modélisation de la machine asynchrone..... 3

I.2.1 Modélisation de la machine asynchrone triphasée..... 3

I.2.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone 4

I.2.3 Hypothèse simplificatrices..... 4

I.2.4 Mise en équations 5

I.2.5 Equations des tensions..... 5

I.2.6 Equation magnétiques 6

I.2.7 Equations mécaniques 7

I.2.8 Transformation de park 7

I.2.9 Choix de repère de référence..... 9

I.2.10 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone..... 10

I.3 Modélisation du convertisseur statique 11

I.3.1 Stratégies de commande de l'onduleur 11

I.3.2 Modélisation du redresseur 12

I.3.3 Modélisation du filtre 12

I.3.4 Principe et commande de l'onduleur triphasé..... 13

I.3.5 Principe de la stratégie sinus-triangle..... 16

I.4 Conclusion 16

Bibliographies

Chapitre II

Commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone

II.1 Introduction	17
II.2 Principe de la commande vectorielle	17
II.3 Orientation du flux rotorique (FOC).....	19
II.4 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique	21
II.4.1 Principe du découplage par compensation	23
II.4.2 Calcul des régulateurs	25
II.5 Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte.....	28
II.6 Conclusion.....	29
Bibliographies	

CHAPITRE III

THEORIE DES ENSEMBLES FLOUS

III.1 Introduction.....	31
III.2 Principe de la logique floue	31
III.3 Théorie des ensembles flous.....	32
III.4 Les fonctions d'appartenance	32
III.5 Propriétés des ensembles flous	34
III.6 Opérations sur les ensembles flous	35
III.7 SYSTEMES FLOUS.....	37
III.7.1 système flou	37
III.7.2 Base de données	38
III.7.3 Base de règles.....	38
III.7.4 Fuzzification.....	38
III.7.5 Défuzzification.....	39
III.8 Inférences floues.....	40
III.9 Mécanisme d'inférence	40
III.9.1 Contrôleur de type Mamdani	41
III.9.2 Contrôleur de type Larsen.....	41

III.9.3 Contrôleur de type Zadeh.....	41
III.10 Les étapes de conception d'un système flou	42
III.10.1 Définition des variables du système	42
III. 10.2 Choix de la partition floue.	42
III.10.3 Choix des fonctions d'appartenances.....	42
III.11 Architecture d'une commande floue.....	42
III.12 Conclusion.....	43
<i>Bibliographies</i>	

CHAPITRE IV

COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE SANS CAPTEUR

DE VITESSE A BASE DE LOGIQUE FLOUE

IV.1 Introduction.....	44
IV.2 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS.....	45
IV.3 Estimation en temps réel de l'inverse de la constante de temps rotorique par la technique MRAS.....	51
IV.4 MRAS floue de la vitesse et de l'inverse de la constante de temps rotorique	54
IV.5 Résultats de simulation.....	58
IV.6 Conclusion.....	61
<i>Bibliographies</i>	
 Conclusion générale.....	 62

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

Figure (I.01) :Modèle généralisée de la MAS triphasé.....	5
Figure (I.02) :Représentation du modèle de la machine triphasée et biphasée équivalente .	8
Figure (I.03) : Schéma de principe de l'association convertisseur-machine	11
Figure (I.04) :Représentation du redresseur triphasé à diodes.....	12
Figure (I.05) : filtre type LC	13
Figure (I.06) : Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS	14
Figure (I.07) : Principe de la modulation MLI type sinus-triangle.....	16
Figure(II.01) :Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS	18
Figure(II.02) : Orientation du flux rotorique	19
Figure(II.03) : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.....	22
Figure(II.04) : Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*	24
Figure(II.05) :Représentation du Modèle de la machine	25
Figure(II.06) :Découplage par addition des termes de couplage.....	25
Figure(II.07) : Schéma fonctionnel de régulation de courant.....	26
Figure(II.08) : Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.....	27
Figure(II.09) : Schéma bloc d'un commande vectorielle indirect	28
Figure (II-10-a) :vitesse-ref-réel.....	28
Figure (II-10-b) : Couple Cr	28
figure (II-10-c) : flux (firdq)	28
Figure (II-10-d) : Couple ce	29
Figure (II-10-e) : courant is	29
Figure(III.01) : Différentes formes des fonctions d'appartenance	34
Figure(III.02) : Fonctions d'appartenance associées à A et B	35
Figure(III.03) : Schéma synoptique général d'un système flou	37
Figure(III.04) : Organisation d'un système flou	38
Figure(III.05) : Architecture d'une commande floue	42
Figure (IV.01) : Structure MRAS	46

Figure(IV.02) : Estimation de la vitesse par la méthode MRAS basée sur le flux rotorique	51
Figure(IV.03) : Estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique basée sur MRAS	54
Figure(IV.04) : Structure du régulateur floue type-2 proposé	55
Figure(IV.05) : Fonctions d'appartenances type-1	57
Figure(IV.06) : Schéma block de l'observateur MRAS avec adaptation de la vitesse et de l'inverse de la a constante de temps rotorique	58
Figure(IV.07) : Schéma général du contrôleur floue type-2 proposé	58
Figure(IV.08) : Variation de Cr et de Rr	59
Figure(IV.09) : Vitesse rotorique.....	59
Figure(IV.10) : Erreur d'estimation de la vitesse	60
Figure(IV.11) : Erreur de vitesse de poursuite de la trajectoire.....	60
Figure(IV.12) : Flux rotorique	60
Figure(IV.13) : Courant Staorique Isd et Isq	60
Figure(IV.14) : Inverse de la constante de temps rotorique	60
Figure(IV.15) : Erreur de l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique	60

LISTE DES TABLEAUX

TAB IV.1. Facteurs d'échelle	56
TAB IV.2. Table des règles du régulateur flou.....	57

INTRODUCTION GENERALE

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 [1]. De cette constatation est née l'idée de la substitution du capteur physique par un autre du type algorithmique, i.e. 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 [2].

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 [3],[4],[5].

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 [6],[7] 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 [8],[9].

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 [10],[11]. 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..

bibliographie

- [1] A.Khaldoun.,« 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.
- [2] K.Katia.,« contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine a induction sans transducteur rotatif » , Thèse, de doctorat Université de Batna, 2008.
- [3] 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.
- [4] Y. Miloud and A. Draou, "Fuzzy logic based rotor resistance estimator of an indirect vector controlled induction motor drive," in Proc. IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, 2002, pp. 961 - 966.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification For Vector Control Of Induction Motors Without Rotational Transducers," C Conf. Rec. IEEE IAS Annual, Meeting, 1989, pp. 493-499, 1989.
- [9] 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.
- [10] J. W. Finch and D. Giaouris, "Controlled AC electrical drives", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 2, pp. 481–491, Feb. 2008.
- [11] B. Karanayil, M. F. Rahman, and C. Grantham, "An implementation of a programmable cascaded low-pass filter for a rotor flux synthesizer for an induction motor drive," IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 2, pp. 257–263, Mar. 2004.

Chapitre I

Modélisations de la machine asynchrone

I.1 Introduction

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournant autour de l'axe de symétrie dite rotor .Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de 120° .La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil.

La machine asynchrone associée à un convertisseur statique constitue un variateur de vitesse dont l'utilisation industrielle est de plus en plus importante. Un tel intérêt a été suscité d'une part à cause des caractéristiques de la machine à induction : faible coût d'achat, maintenance simplifiée et robustesse mécanique, et d'autre part grâce à l'essor de l'électronique de puissance. [1]

Le moteur asynchrone est considéré dans plusieurs applications comme étant la meilleure solution. Á ce jour, en Europe et en Amérique les trains à grande vitesse (TGV) de nouvelle génération utilisent ce type d'actionneur (Eurostar, l'American Fly, ...etc.). Le moteur asynchrone peut intéresser également tout type d'applications utilisant des moteurs électriques (téléphériques, ascenseurs, élévateurs, ...). [1]

La machine ou le moteur asynchrone (MAS) est largement répandue actuellement pour ses qualités bien connues, toute fois, sa commande est par contre plus difficile à réaliser que pour d'autres machines électriques à cause de l'absence de découplage naturel entre flux et couple. [1]

La modélisation de la machine asynchrone est une phase essentielle pour l'élaboration de sa commande; le modèle, peut être obtenu par l'application de la transformation de PARK .

Ce chapitre comportera deux parties, dans la première on donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone à cage dans le plan triphasé puis biphasé selon la transformation de park .la deuxième partie sera consacrer sur la validation par simulation numérique du modèle de MAS .

I.2 Modélisation de la machine asynchrone

I.2.1 Modélisation de la machine asynchrone triphasée [2]

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- On admet que la force magnétomotrice (fmm) créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

I.2.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

L'application adéquate d'une tension de pulsation ω_s aux enroulements statoriques d'une machine asynchrone, crée un champ magnétique tournant. Ce champ tourne mécaniquement à la vitesse de synchronisme $\Omega_s = \omega_s / p$. Le rotor de la machine tourne à une vitesse mécanique Ω inférieure à la vitesse de synchronisme ($\Omega < \Omega_s$). Le rotor perçoit donc un champ glissant à la vitesse relative

$$\Omega_{gl} = \Omega_s - \Omega .$$

Puisque :

$$\Omega_{gl} = \Omega_s - \Omega \Rightarrow \omega_{gl} = \omega_s - \omega \quad (\text{I.01})$$

$$\text{Alors : } \omega + \omega_{gl} = \omega_s$$

$$\text{Donc : } \omega_{gl} = g\omega_s \quad (\text{I.02})$$

$$\text{Avec : } \Omega_s = \omega_s / p ; \omega_{gl} = p\Omega_{gl} \text{ et } \omega = p\Omega$$

I.2.3 Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [3] :

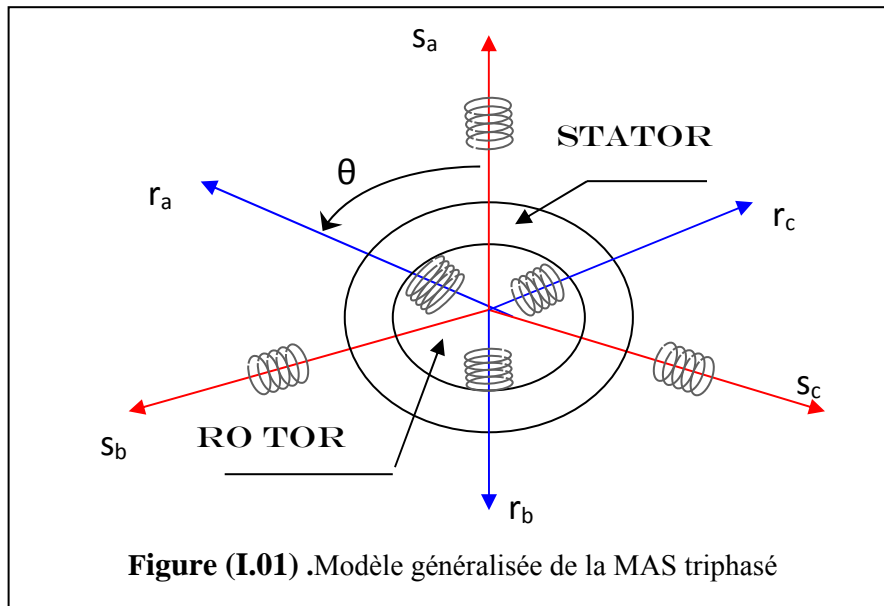
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du 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 électrique entre leurs axes magnétiques.

I.2.4 Mise en équations

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (abc) est donnée par la figure (I.01).



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

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

I.2.5 Equations des tensions

La loi de Faraday permet d'écrire globalement :

$$V = RI + \frac{d}{dt} \Phi \quad (\text{I.03})$$

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

$$V_s = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (I.04)$$

$$V_r = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (I.05)$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t, [V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^t$$

$$[I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t, [I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^t$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^t, [\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^t$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

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

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

I.2.6 Equations magnétiques

Les relations entre les flux et les courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{cases} \text{Pour le stator :} \\ \text{Pour le rotor :} \end{cases} \begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \end{cases} \quad (I.06)$$

Tel que:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & m_s & m_s \\ m_s & L_s & m_s \\ m_s & m_s & L_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & m_r & m_r \\ m_r & L_r & m_r \\ m_r & m_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

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

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \quad (I.07)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_{rr}][I_{rabc}] \} \quad (I.08)$$

I.2.7 Equations mécaniques

L'équation de mouvement est donnée par:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (I.09)$$

Les équations précédentes font apparaître des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position. Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position.

I.2.8 Transformation de park

Grace a la structure symétrique et équilibrée de la machine, la transformation de Park permet le passage du système triphasé (a,b,c) au système biphasé a deux axes fictifs (d,q) en quadrature équivalent, comme le montre a la figure (I.02) .

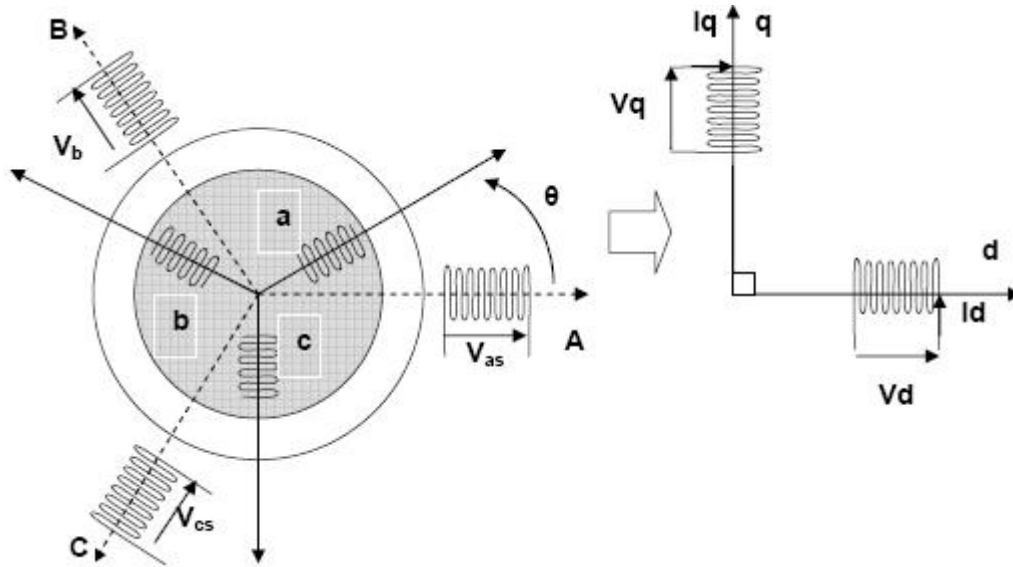


Figure (I.02) .Représentation du modèle de la machine triphasée et biphasée équivalente

De ce fait, il est donc possible de définir une matrice $P(\theta_{obs})$ représentée par (I.11), permettant le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes X_{dq} du système biphasé tournant a la mémé vitesse, telle que :

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

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

I.2.9 Choix de repère de référence

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques.

Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (u,v) qui se fait en fonction de l'application.

Dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles :

- Référentiel fixé par rapport au stator .

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 ; \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = -\omega_r$$

Ce référentiel est choisi lorsqu'on désire étudier les variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

- Référentiel fixé par rapport au rotor .

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s ; \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = 0$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes d'un court-circuit.

- Référentiel fixé par rapport au champ tournant .

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.2.10 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone

Soit le système d'équations statoriques et rotoriques exprimées dans le repère (dq)

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

Flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

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

Couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction du flux et courants statoriques et rotoriques :

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

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

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

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

La machine asynchrone peut être modélisée un système d'équations différentielles d'ordre 4 et une équation mécanique, 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 :

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

I.3 Modélisation du convertisseur statique

I.3.1 Stratégies de commande de l'onduleur

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique.

Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension (ou courant) d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanées, selon des critères liés aux performances dynamiques souhaitées.

Figure (I.03) présente un système électromécanique mettant en oeuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension (ou de courant) .

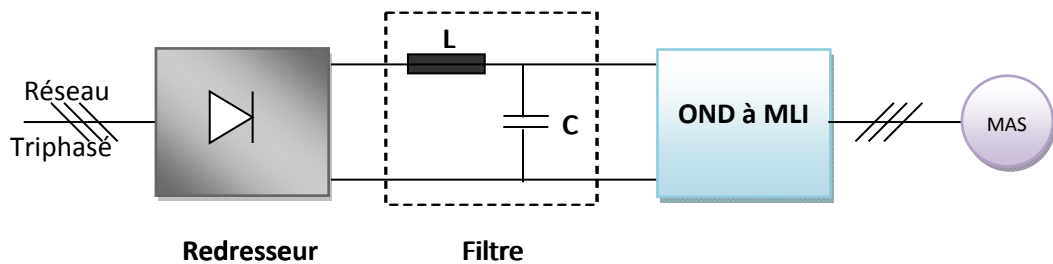


Figure (I.03) . Schéma de principe de l'association convertisseur-machine

I.3.2 Modélisation du redresseur

La conversion d'énergie comprend la transformation et le contrôle de la puissance électrique avec des composants adaptés (diodes, ou autres semi-conducteurs), et inclut aussi d'autres équipements pour la mesure et le contrôle. La conversion de puissance alternative au continue « AC/DC » est appelée redressement et l'appareil utilisé dans cette transformation est appelé redresseur [4]

La figure (I.04) représente Circuit électrique du redresseur triphasé à diodes .

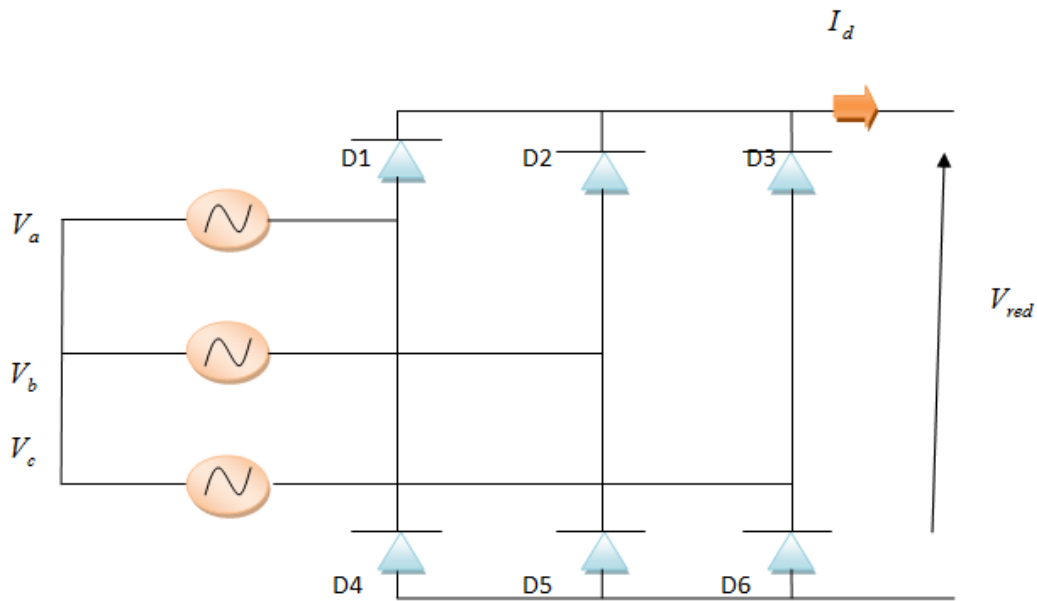


Figure (I.04) . Représentation du redresseur triphasé à diodes .

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

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

I.3.3 Modélisation du filtre

A la sortie du redresseur, un filtre de type LC du deuxième ordre constitué par une inductance Lf en série avec une capacité Cf en parallèle , dont le rôle est de réduire les courants harmoniques produits par le découpage de l'onduleur et de filtrer les perturbations issues de la caténaire, et aussi de filtrer le courant de sortie du pont redresseur. [4]

La figure (I.05) représente filtre type LC

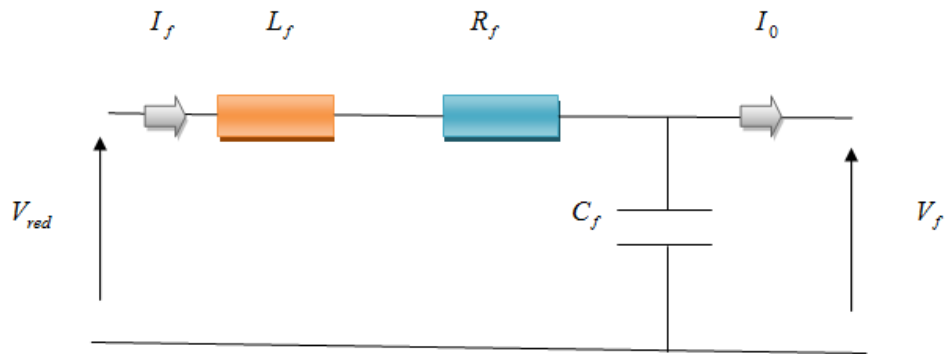


Figure (I.05) . Filtre type LC

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.3.4 Principe et commande de l'onduleur triphasé

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue.

Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou thyristors pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI).

On alimente le moteur asynchrone à partir d'un onduleur de tension. L'onduleur alimente le stator de la machine avec des tensions triphasées, carrées, de largeurs variables mais dont

la composante fondamentale est sinusoïdale. Cette dernière permet de réaliser les variations de la vitesse de la machine.

La structure de l'onduleur triphasé (trois bras) est présentée sur la figure suivante :

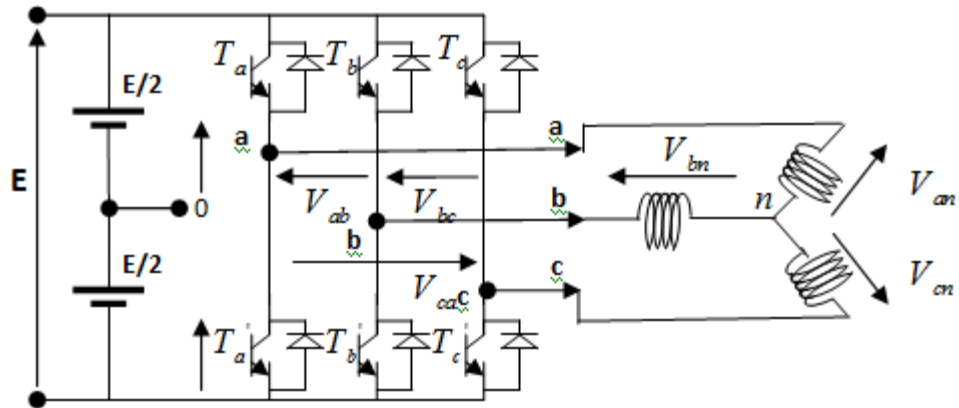


Figure (I.06) . Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS

La modélisation de l'onduleur est faite en supposant les hypothèses suivantes :

- Les interrupteurs sont supposés parfaits.
- La source de chaque branche impose un courant positif ou négatif non nul.
- Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont référencées par rapport au point fictif « 0 » de la sortie de l'onduleur,

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

Si $S_i = 1$, T_i est passant et T'_i est ouvert ;

Si $S_i = 0$, T_i est ouvert et T'_i 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 (figure I.11), 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 $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, on a :

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

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

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

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 :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I. 32})$$

I.3.5 Principe de la stratégie sinus-triangle

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de tension suivant une séquence choisie permet la génération de tensions alternative à la sortie de l'onduleur. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) permet la génération de signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur de manière à générer les tensions alternatives triphasées pouvant alimenter la machine asynchrone.

Le principe de la commande MLI est présenté sur la figure (I.07) :

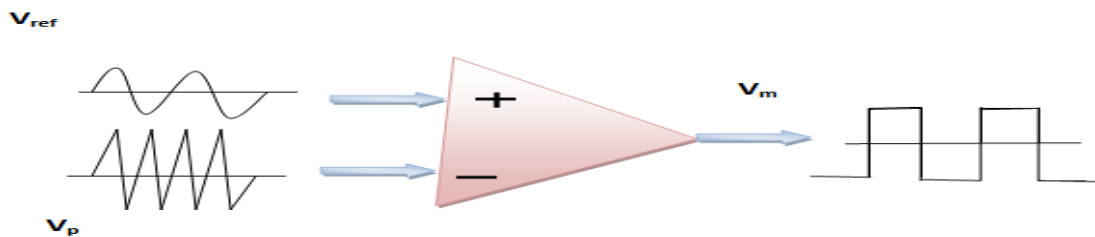


Figure (I.07) . Principe de la modulation MLI type sinus-triangle

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 . La sortie du comparateur permet d'obtenir un signal MLI.

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi le modèle mathématique de la machine asynchrone. La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine biphasé équivalente. Dans le chapitre suivant nous allons présenter la commande vectorielle de la machine asynchrone.

bibliographie

- [1] Yousfi Messaoud : «Synthese des controleurs par backstepping de la machine asynchrone ».Mémoire d'ingénieur d'état ,Universite de batna 2013/2014
- [2] Lebba Lahcen et Zighem Hocine : « Commande DTC par réseaux de neurones d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension».Mémoire d'ingénieur d'état ,université kasdi Merbah ouargla 2008 / 2009
- [3] R.Abdelhamide et F.Moustafa : « Contrôle directe du couple de la machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004]
- [4] Khelil Hocin et Meskine Ibrahim : « Commande sans capteur mécanique d'un MAS à cage avec un observateur adaptatif de type « Luenberger» .Mémoire d'ingénieur, université Dr . Tahar Moulay de S aïda [2015-2016] Journées d'étude groupe de nord Lille, France 1992.

Chapitre II

Commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone

II.1 Introduction

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.

Toute fois cette machine possède une difficulté au niveau de la commande. C'est-à-dire que le couple et le flux sont des variables fortement couplés et que toute action sur l'une d'elle se répercute sur l'autre. [1]

Pour aboutir à un contrôle du même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle. [2]

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique. La méthodologie consiste, en premier lieu, à présenter les équations du modèle de la machine, représentés sous forme de schémas bloc, puis à adjoindre la commande sur cette dernière formulation.

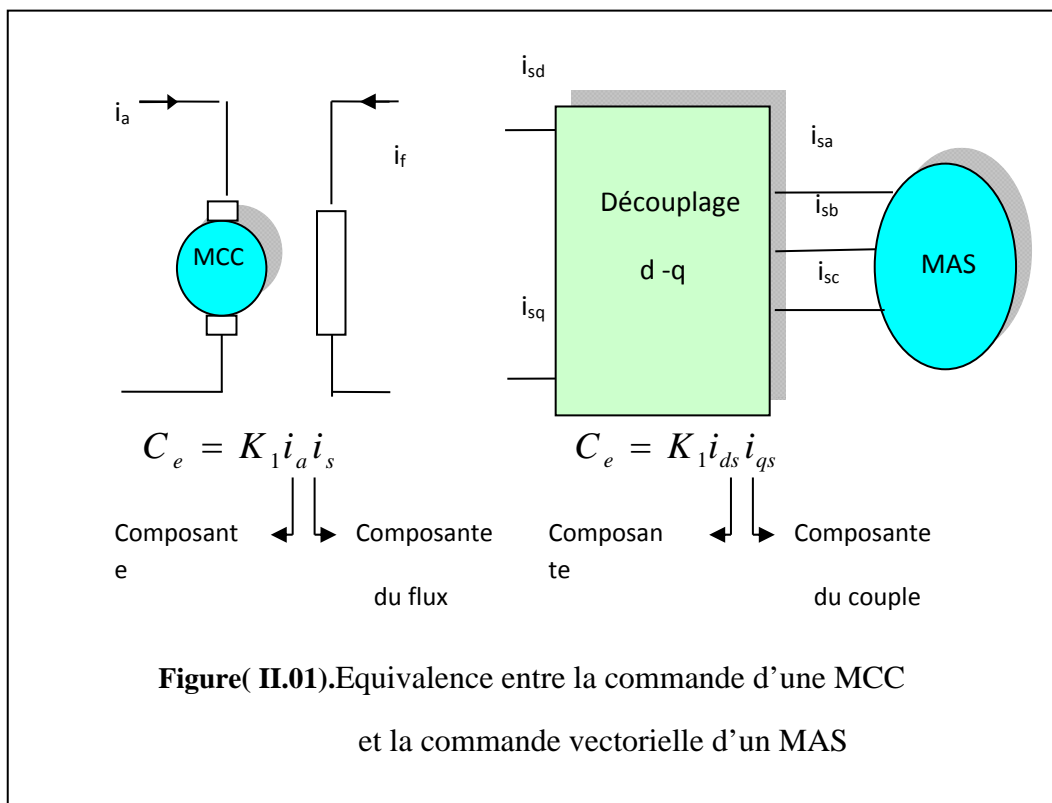
II.2 Principe de la commande vectorielle

La commande par flux orienté est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle des machines électriques à courant alternatif, dont le principe de base nous ramène à une notion élémentaire et importante de l'électromagnétisme. A savoir, la force exercée sur un conducteur, parcouru par un courant et soumis à un champ magnétique, est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. Il en résulte, évidemment, que l'amplitude de cette force sera maximale lorsque le vecteur courant est perpendiculaire au vecteur champ

Pour la machine asynchrone (MAS), le principe d'orientation du flux a été développé par *Blaschke* en 1972. Il consiste à orienter le vecteur flux suivant l'un des axes du repère (d,q), afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit donc de placer le référentiel (d,q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d). Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante.

Nous trouvons plusieurs types d'orientation, à savoir l'orientation du flux rotorique, l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer. Dans notre travail, nous intéressons à l'orientation du flux rotorique vue qu'elle est la plus facile à mettre en oeuvre par rapport aux autres. [3]

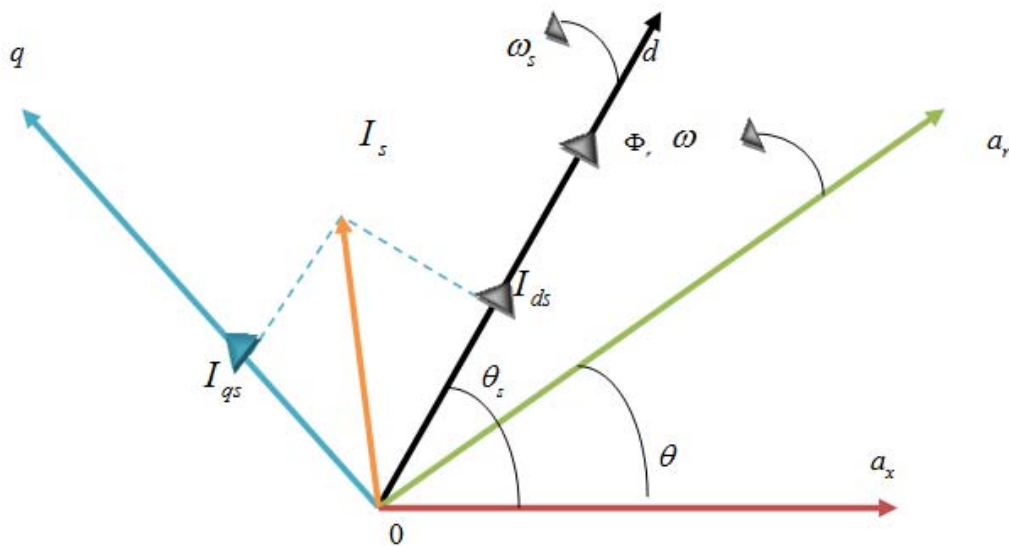
La figure(II.01) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.



II.3 Orientation du flux rotorique (FOC)

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 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. [1]

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par un composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d,q». un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d,q» entraîne l'alignement de l'axe d sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (II.02)



Figure(II.02). Orientation du flux rotorique.

Donc nous avons :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.01})$$

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

$$C_{em} = k I_{ds} I_{qs} \quad (\text{II.02})$$

Avec :

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

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \end{array} \right. \quad (II.03)$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL_r} \Phi_r I_{qs} - \frac{f_v}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \quad (II.04)$$

Après transformation de Laplace, on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_r = \frac{M}{1+T_r s} I_{ds} \\ C_{em} = \frac{pM}{L_r} \Phi_r I_{qs} \end{array} \right. \quad (II.05)$$

L'équation (II.05) 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.

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes .la première appelée méthode directe qui à été développé par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse.

Dans ce qui suit on utilisons la méthode indirecte développée par k.Hasse .

II.4 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique [4]

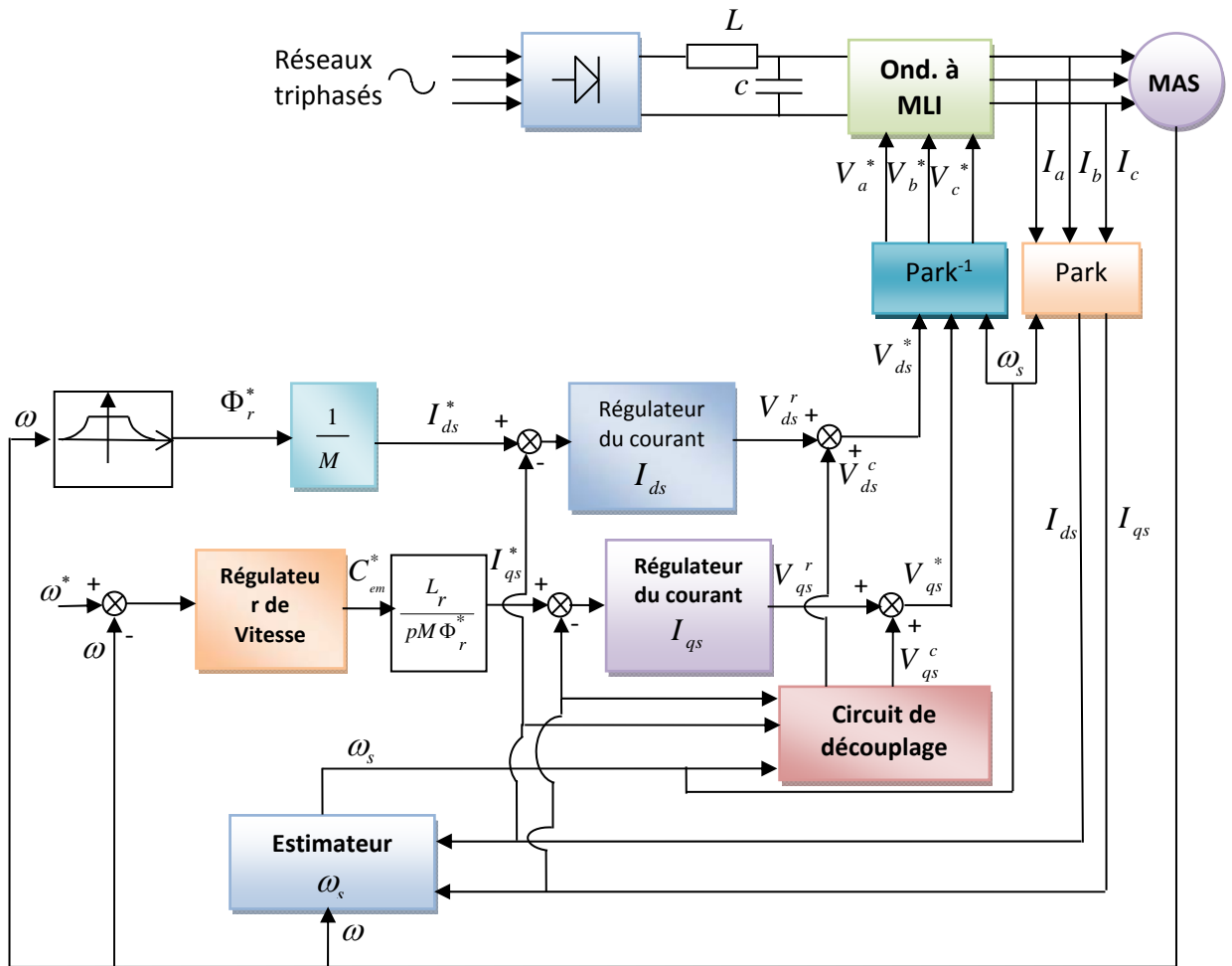
Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor .cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r .En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, Le schéma synoptique de la commande vectorielle indirecte appliquée à la machine asynchrone est présenté dans la figure (II.03).



Figure(II.03). Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

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 :

$$\omega_s = \omega_{gl} + \omega$$

d'où

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(\frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} + p\Omega \right) dt \tag{II.06}$$

Orientation du flux rotorique 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 direct et en quadrature, les équations de ce bloc sont déduites de celles du modèle comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \\ I_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{pM \Phi_r^*} \\ \omega_s = \omega + \frac{MR_r I_{qs}^*}{L_r \Phi_r^*} \\ V_{ds}^* = R_s I_{ds}^* - \omega_s \sigma L_s I_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s I_{qs}^* - \omega_s \sigma L_s I_{ds}^* + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^* \end{array} \right. \quad (II.07)$$

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.

II.4.1 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.03) comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{array} \right. \quad (II.08)$$

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.

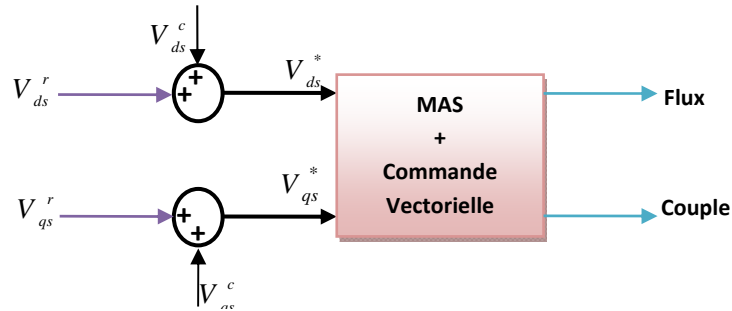
Les termes de couplage (tensions) dans l'équation (II.08) sont les termes que lorsqu'on les élimine, les tensions restantes deviennent en relation du premier ordre avec les deux composantes du courant statorique. Soient les indices : 'r' pour régulateur et 'c' pour couplage, nous avons alors :

$$V_{ds}^* = V_{ds}^r + V_{ds}^c \quad \text{et} \quad V_{qs}^* = V_{qs}^r + V_{qs}^c \quad (II.09)$$

Avec :

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

Les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds}^r et V_{qs}^r figure (II.04).

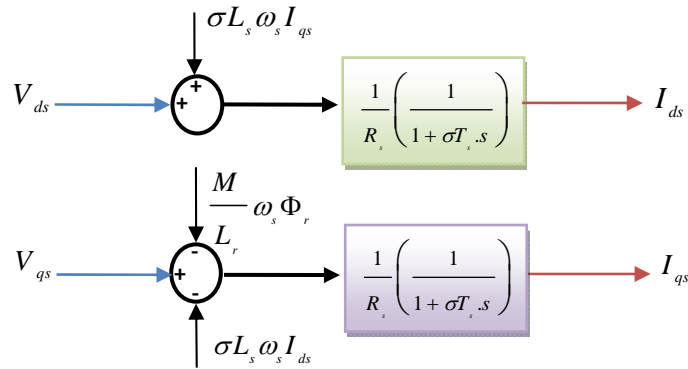


Figure(II.04). Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*

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

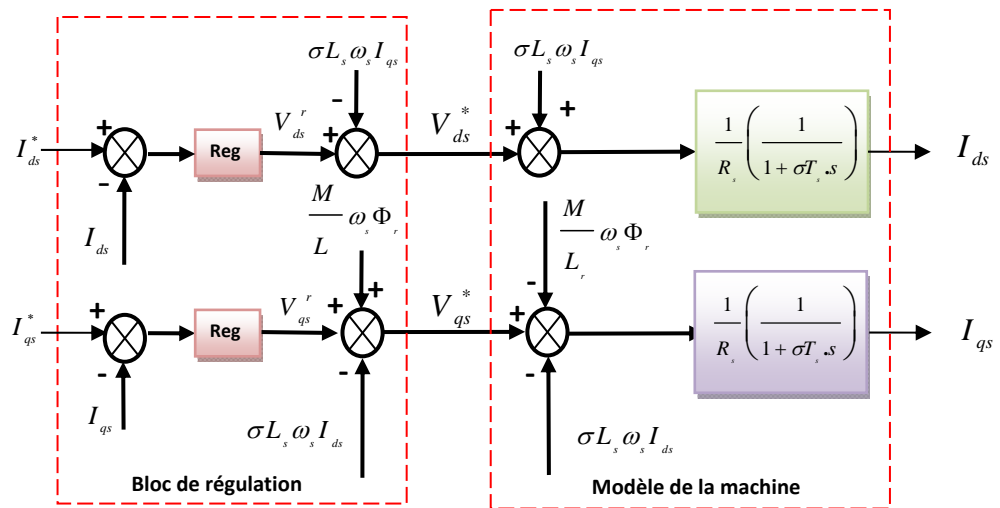
$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s \sigma L_s) I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s \sigma L_s) I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (II.11)$$

On peut donc, représenter le modèle de la machine par le schéma bloc de la figure (II.05) où nous schématisons en clair les termes de couplage $\omega_s \sigma L_s I_{qs}$, $\omega_s \sigma L_s I_{ds}$ et $\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r$



Figure(II.05). Représentation du Modèle de la machine

L'ensemble modèle de la machine et sa régulation par découplage est représenté dans la figure (II.06).



Figure(II.06). Découplage par addition des termes de couplage

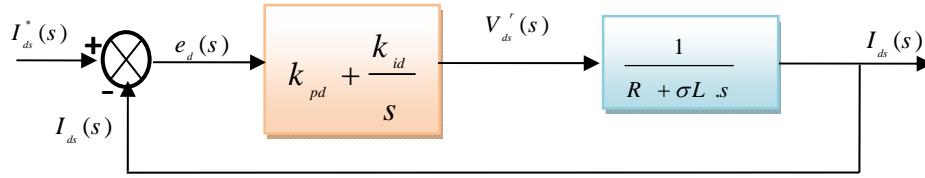
II.4.2 Calcul des régulateurs

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q .Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{ds} et V_{qs} , donc il faut réaliser un découplage. [5]

Différentes techniques existent ,dans notre etude on citons découplage qui utilisant un régulateur.

- **Régulation du courant**

Le schéma bloc de la régulation de courant est représenté par la figure (II.07).



Figure(II.07). Schéma fonctionnel de régulation de courant

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

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

L'expression du courant de référence est :

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

La fonction du transfert en boucle fermé est donnée par :

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

Le polynôme caractéristique est :

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

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

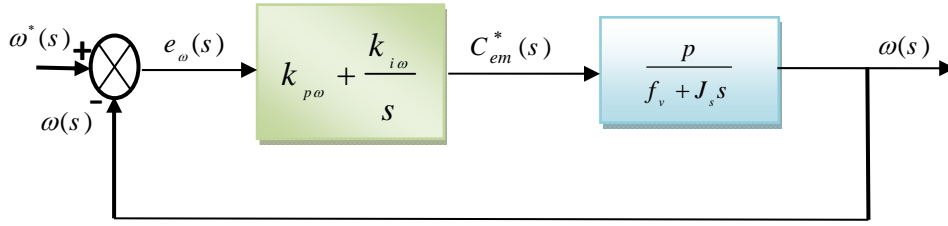
$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 = 0 \quad (II.16)$$

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

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

- **Régulation de la vitesse**

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II.08).



Figure(II.08). Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

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

L'équation mécanique est donnée par :

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

Avec : $\omega = p\Omega$

La fonction du transfert en boucle fermée de la figure (II.08) est donnée par :

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

Le polynôme caractéristique est :

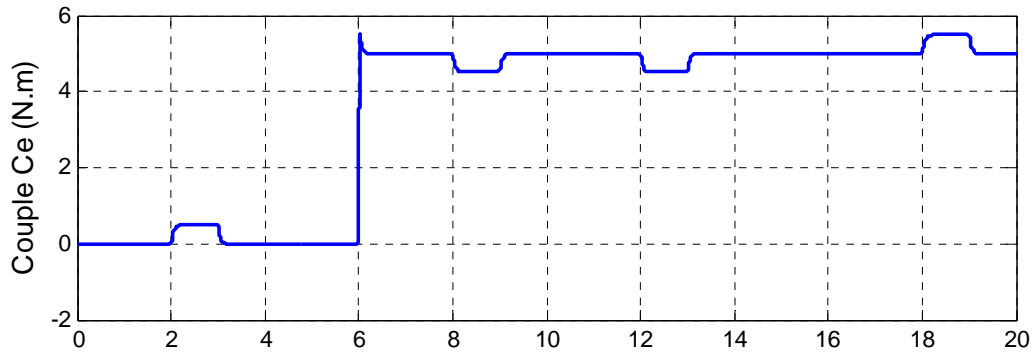
$$P(s) = s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega}p}{J}\right)s + \frac{k_{i\omega}p}{J} = 0 \tag{II.20}$$

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

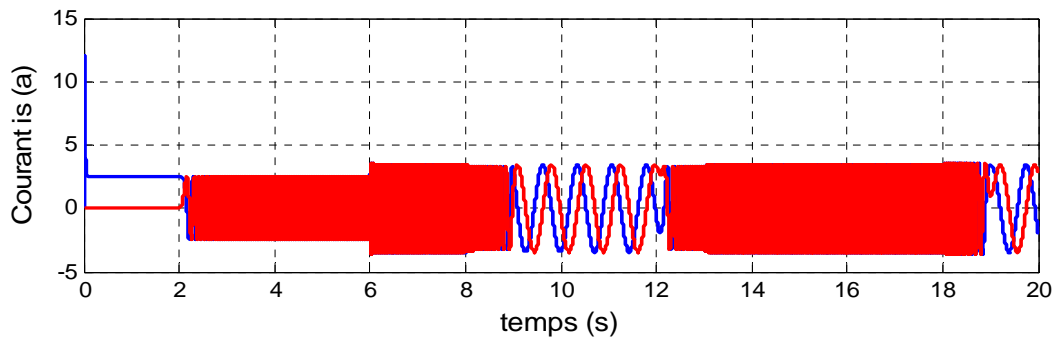
$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \tag{II.21}$$

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

$$\begin{cases} k_{i\omega} = \frac{2J \cdot \rho^2}{p} \\ k_{p\omega} = \frac{2 \cdot \rho J - f_v}{p} \end{cases} \tag{II.22}$$



(d) – Couple ce



(e) – courant is

Figure (II.10). Résultats de simulation

• Interprétation des résultats

La **figure (II-10-a)** montre que la vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action du régulateur, la **figure (II-10-c)** 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-10-e)** illustre le courant (is) 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-10-a)**, on remarque clairement un pic dans la courbe de la vitesse suite à l'application d'un couple de charge égale à 5 N.m à l'instant $t=6$ seconde.

II.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, la commande vectorielle ainsi que ses lois ont été étudiées et appliquées à la machine asynchrone. Le principe fondamental de cette commande était le découplage entre

le couple et le flux. Les résultats de simulation que nous avons donnés sont relatifs à la commande vectorielle indirecte. Ils montrent clairement la réalisation du découplage.

bibliographie

- [1] D.Siham : «Commande vectorielle de la M.A.S et introduction aux convertisseurs matricielles » Mémoire d'ingénieur université de Batna [2004].
- [2] C.Halim :« Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant » .Mémoire d'ingénieur université de Batna [2001].
- [3] Khelil Hocin et Meskine Ibrahim : « Commande sans capteur mécanique d'un MAS à cage avec un observateur adaptatif de type « Luenberger» .Mémoire d'ingénieur, université Dr . Tahar Moulay de Saida [2015-2016].
- [4] L.Fadila et G.Hakima : « Etude comparative de la commande par mode glissant et la Commande vectorielle d'un machine asynchrone ».Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004]
- [5] M.Pitrzak. David & B.Defrnel : « Comparaison et synthèse des procédés de la commande vectorielle». Journées d'étude groupe de nord Lille, France 1992.

CHAPITRE III

THEORIE DES ENSEMBLES FLOUS

III.1 Introduction

La logique floue est une extension de la logique classique dans le but de raisonner sur des connaissances imparfaites. Elle est née en 1965 des travaux de Lotfi A. Zadeh, professeur à l'université de Californie à Berkley.

L'auteur eut l'idée d'élargir la notion d'appartenance, normalement traduite par « oui » ou « non » aux critères « peut être », « sans doute », « à peu près »...etc. Il a ainsi fixé la notion de sous ensemble flou et a fourni le point de départ d'une nouvelle théorie : la théorie des ensembles flous . [1]

La première et la plus significative pour l'application industrielle de la logique floue est celle menée par Hitachi, consistant à réaliser la commande automatisée du métro de sendai (ville située à 300 Km de Tokyo). Ce dispositif, entièrement sous contrôle d'un ordinateur utilisant des algorithmes basés sur la logique floue, a permis une réduction de 10% de la consommation d'énergie. De plus, la conduite était si douce que les passagers n'avaient plus besoin de se tenir aux rampes ou aux poignés.

Ce chapitre est divisé en trois parties principales. Dans la première partie les éléments théoriques de la logique floue seront présentés en détail. La deuxième partie sera consacrée à la conception d'un régulateur flou type-1 non adaptatif et finalement une commande adaptative floue type-1 sera donnée dans la troisième partie.

III.2 Principe de la logique floue

La logique floue traduit le raisonnement humain basé sur des données imprécises ou incomplètes c'est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeur intermédiaires « vrai » ou « faux » avec certains degrés. La formulation mathématique de la logique floue donne naissance à une théorie dite théorie des ensembles flous. Cette théorie n'est qu'une extension de la théorie classique des ensembles, sauf que la logique floue est caractérisée par la notion des valeurs intermédiaires, d'où la nécessité

de mettre en évidence certaines notions de cette théorie. La logique floue permet de traiter des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel. [2]

III.3 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 . [3]

En logique floue un élément peut résider dans plus qu'un ensemble à des degrés d'appartenances 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 :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\} \quad (\text{III.01})$$

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

$$A = \int_U \mu_A(x) / x \quad (\text{III.02})$$

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

$$A = \sum_U \mu_A(x) / x \quad (\text{III.03})$$

III.4 Les fonctions d'appartenance

Les formes les plus couramment utilisées pour les fonctions d'appartenance sont les formes triangulaires, trapézoïdales ou Gaussiennes [3], [4].

- **Fonction d'appartenance trapézoïdale [12]**

$$\mu(x; a, b, c, d) = \max \left(0, \min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right) \right) \quad (\text{III.04})$$

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**

$$\mu(x; c_g, c_d, w_g, w_d) = \begin{cases} \exp\left(-\left(x - c_g / 2w_g\right)^2\right) & \text{si } x < c_g \\ \exp\left(-\left(x - c_d / 2w_d\right)^2\right) & \text{si } x > c_d \\ 1 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.05})$$

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**

$$\mu(x; c, \sigma) = \exp\left(-\left(x - c / 2\sigma\right)^2\right) \quad (\text{III.06})$$

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

- **Fonction triangulaire**

$$\mu_A(x) = \begin{cases} \frac{x - a}{b - a} \\ \frac{c - x}{c - b} \\ 0 \end{cases} \text{ si } x \in [a, b] ; \text{ si } x \in [b, c], \text{ ailleurs} \quad (\text{III.07})$$

- **Fonction d'appartenance singleton**

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.08})$$

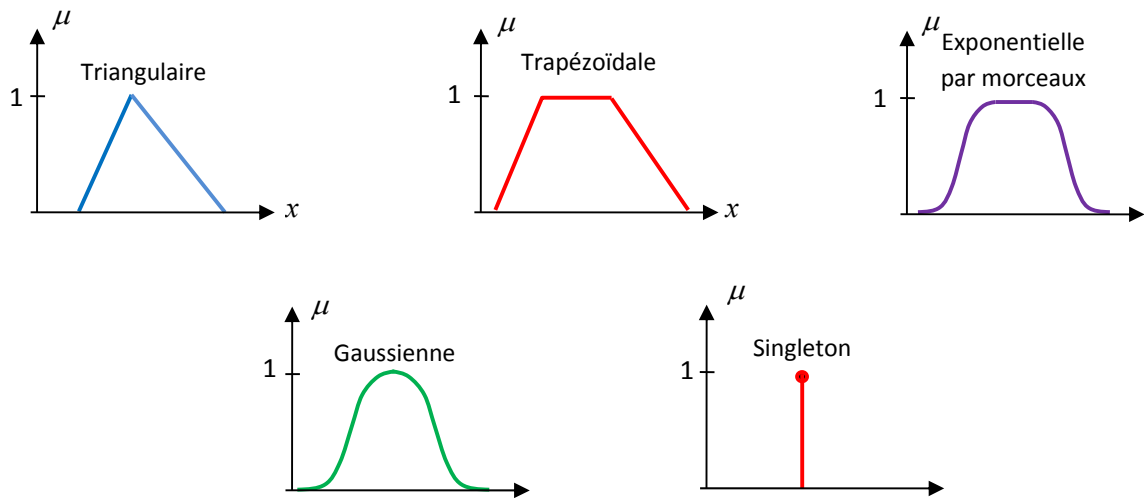


Figure (III.01) : Différentes formes des fonctions d'appartenance . [1]

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.5 Propriétés des ensembles flous

➤ Support

On appelle "support" d'un ensemble flou A dans U l'ensemble ordinaire de point x dans U tel que

$\mu_A(x) > 0$. Il est noté par $S(A)$, et défini par :

$$S(A) = \{ x \in U / \mu_A(x) > 0 \} \quad (\text{III.09})$$

L'ensemble flou dont le support est un ensemble singleton est appelé « singleton flou ».

➤ Hauteur

La "hauteur" d'un ensemble flou A est la plus grande valeur du degré d'appartenance $\mu_A(x)$. Elle est notée par $hgt(A)$ et définie par:

$$hgt(A) = \max_{x \in U} \mu_A(x) \quad (\text{III.10})$$

Un ensemble flou A est appelé normal si $hgt(A) = 1$, et sous normal si $hgt(A) < 1$

➤ Noyau

Le noyau d'un ensemble flou A , noté $C(A)$ est l'ensemble ordinaire qui contient tous les éléments totalement possibles u dans U de A . Il est noté par $C(A)$ et défini comme suit :

$$C(A) = \{ x \in U / \mu_A(x) = 1 \} \quad (\text{III.11})$$

S'il y a un seul point avec un degré d'appartenance égale à 1, alors ce point est appelé la valeur modale de A .

III.6 Operations sur les ensembles flous

En logique floue, l'union, l'intersection et la complémententation 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 [4][6][7].

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \tag{III.12}$$

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

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \tag{III.13}$$

Et pour la complémententation on a :

$$\mu_{\bar{B}}(x) = 1 - \mu_B(x) \tag{III.14}$$

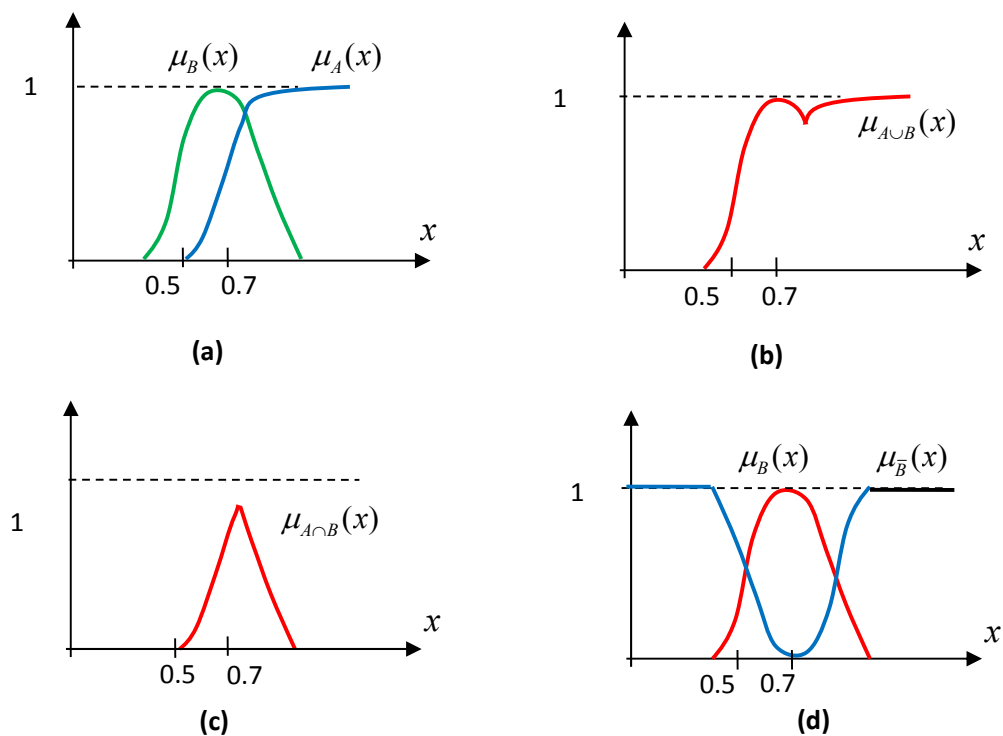


Figure (III.02) . Fonctions d'appartenance associées à A et B.

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

Exemple 1

Considérons les ensembles flous $A =$ le coefficient de frottement ξ est considérablement grand que 0.5, et $B =$ le coefficient de frottement est approximativement 0.707. Notons que le coefficient de frottement est un nombre réel positif. Donc, $A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\}$, et $B = \{(x, \mu_B(x)) / x \in U\}$, où par exemple $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ sont définies par :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & x \leq 0.5 \\ \frac{1}{1+(x-0.5)^{-2}} & x > 0.5 \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

$$\mu_B(x) = \frac{1}{1+(x-0.707)^4} \quad x > 0 \quad (\text{III.16})$$

On représente sur la figure (III.02) les fonctions $\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$, $\mu_{A \cup B}(x)$, $\mu_{A \cap B}(x)$ et $\mu_{\bar{B}}(x)$.

On observe que le point (élément) $x = 0.5$ existe dans les deux ensembles B et \bar{B} simultanément, mais à des degrés différents, parce que $\mu_B(0.5) \neq \mu_{\bar{B}}(0.5)$.

Cet exemple nous montre que les lois de contradiction et du tiers exclu sont violées par les ensembles flous, équivalents à dire :

$$A \cup \bar{A} \neq U \quad (\text{III.17})$$

$$A \cap \bar{A} \neq \phi \quad (\text{III.18})$$

En fait, l'une des méthodes pour décrire la différence entre la théorie des ensembles ordinaires et celle des ensembles flous est la violation des lois d'Aristo par les ensembles flous comme on vient de le voir dans les relations (III.17) et (III.18). En conséquence n'importe quelle théorie mathématique appliquée aux ensembles ordinaires, comme les probabilités, sera différente de la théorie des ensembles flous . [5]

III.7 SYSTEMES FLOUS

III.7.1. système flou

Un système flou peut être vu comme un système expert fonctionnant à partir d'une représentation de connaissances basée sur la théorie des ensembles flous. La Figure (III.03) montre le schéma synoptique d'un tel système.

Nous allons fournir dans ce qui suit une description sommaire de chaque module composant ce contrôleur [5][6][7]:

- **Base de données du processus** : elle est composée de l'ensemble des renseignements que nous possédons sur le processus. Elle permet de définir les fonctions d'appartenance et les règles floues du système flou.
- **Interface « Numérique → Symbolique » ou fuzzification** : ce module traduit les données numériques caractérisant l'état du système. Il fournit une caractérisation floue des variables du système flou sous forme symbolique.

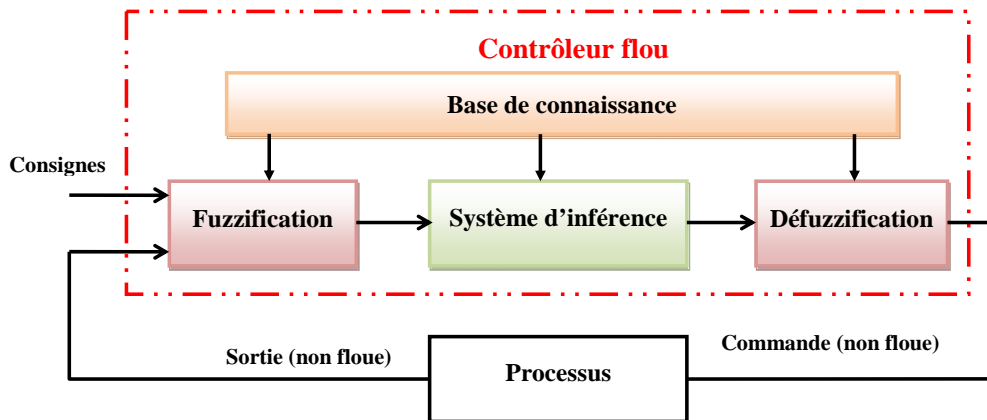


Figure (III.03) . Schéma synoptique général d'un système flou.

- **Base de règles de décision** : une action, sous forme symbolique est décidée en fonction des variables floues précédemment calculées.
- **Interface « Symbolique → Numérique »** : ce module traduit l'action floue en une action directement applicable au processus à commander. Il s'agit de l'étape de défuzzification.

Le système flou, tel qu'il apparaît dans la boucle de régulation de notre processus, se présentera tel que le montre la figure (III.04).

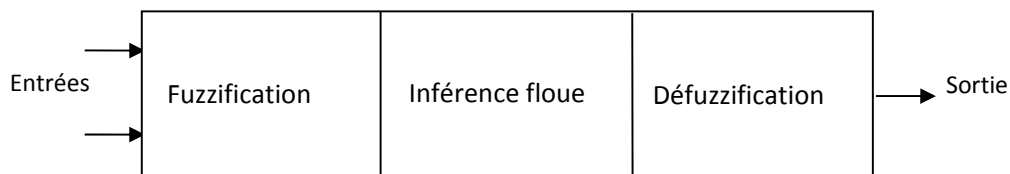


Figure (III.04). Organisation d'un système flou.

III.7.2. 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. [7] [8]

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

III.7.3. Base de règles

Une base de règles floues est une collection de règles IF-THEN sous la forme :

$$R^{(j)}: \text{IF } x_1 \text{ is } A_1^j \text{ and } \dots \text{ and } x_n \text{ is } A_n^j, \text{ THEN } y \text{ is } B^j \tag{III.19}$$

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.18). \underline{x} et y sont l'entrée et la sortie du système flou, respectivement.

III.7.4. Fuzzification

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 $x' = \underline{x}$ et $\mu_{A'}(x') = 0$ pour tout $x' \neq \underline{x}$.
- **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.7.5. Défuzzification

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 méthodes pour effectuer cette transformation. La méthode la plus couramment utilisée, c'est la méthode des centres pondérés.

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

$$R^{(j)} : \text{IF } x_1 \text{ est } A_1^j \text{ et } x_2 \text{ est } A_2^j \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n^j \quad (\text{III.20})$$

$$\text{THEN } y = b_{j,0} + b_{j,1} x_1 + b_{j,2} x_2 + \dots + b_{j,n} x_n$$

$$j = 1, 2, \dots, M.$$

$A_1^j, A_2^j, \dots, A_n^j$ 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^j 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] :

$$y = \frac{\sum_{j=1}^M \bar{y}^j \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i) \right)}{\sum_{j=1}^M \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i) \right)} \quad (\text{III.21})$$

$$\text{tel que : } \omega_j = \mu_{A_1}(x_1) \cdot \mu_{A_2}(x_2) \cdot \dots \cdot \mu_{A_n}(x_n) \quad (\text{III.22})$$

$$\text{ou bien: } \omega_j = \min \{ \mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_n}(x_n) \} \quad (\text{III.23})$$

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

Lorsque $b_{j,i} = 0$ dans (III.19) 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 [1]:

$$y = \frac{\sum_{j=1}^M \omega_j b_j}{\sum_{j=1}^M \omega_j} \quad (\text{III.24})$$

III.8 Inférences floues

La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie.

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons :

- **Linguistiquement**

On écrit les règles de façon explicite.

- **Symboliquement**

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

- **Par matrice d'inférence**

Elle rassemble toutes les règles d'inférence sous forme de tableau, il y a donc autant de cases que des règles.

Il existe plusieurs méthodes d'inférence utilisées dans La littérature, parmi elles, on cite

- Méthode d'inférence Max-Min (Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-produit (Larsen).
- Méthode d'inférence somme- produit (Sugeno).

III.9 Mécanisme d'inférence

les mécanisme d'inférence employés dans un contrôleur flou sont généralement plus simples que aux utilisés dans les système experts ;parce que dans un contrôleur flou la conséquence d'une règle n'est pas appliquée à l'antécédent d'une autre. [10]

Considérons un ensemble de une règles définies par :

Règle x_1 est A1 et x_2 est B1 alors x_r est C1.

Les entrées sont mesures par des capteurs ,elles sont réelles et il est nécessaire de les convertir en ensembles flous ,en général ;une valeur réelle est considérée comme un singleton flou et (μ_{ci}) le facteur d'appartenance de la condition de règle peuvent être exprimés par.

$$\mu_{ci} = \mu(x_1) \wedge \mu(x_2) \quad (\text{III.25})$$

$\mu(x_1)$ et $\mu(x_2)$ sont les facteurs d'appartenance de deux variables linguistiques x_1 et x_2 par rapport à la condition de la règle (R_i) .

\wedge : Opérateur défini selon le type de contrôleur.

Les relations jouent un rôle important dans les différents types de contrôleur flou.

III.9.1. Contrôleur de type Mamdani

Dans ce mode de raisonnement, la $i^{ème}$ règle aboutit à la décision de contrôle

$$\mu_{Ri} = \mu_{RM} (\mu_{ci} , \mu_{oi}(x_r)) = \min (\mu_{ci} , \mu_{oi}(x_r)) \quad (III.26)$$

Où :

$$\mu_{ci} = \mu_{RM} (\mu(x_1) , \mu(x_2)) = \min (\mu(x_1) , \mu(x_2)) \quad (III.27)$$

Et le résultat des deux règles est construit comme suit :

$$\mu_{res}(x_r) = \max(\mu_{R1}(x_r) , \mu_{R2}(x_r)) \quad (III.28)$$

$\mu_{oi}(x_r)$: est la fonction d'appartenance de la décision qui correspond à la $i^{ème}$ règle (R_i)

Cette méthode est dite aussi méthode d'inférence max-min.

III.9.2. Contrôleur de type Larsen

Cette méthode est basée sur la utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la $i^{ème}$

Règle donne la décision :

$$\mu_{Ri} = \mu_{ci} \mu_{oi} (x_r) \quad (III.29)$$

$$\mu_{ci} = \mu_{RM} (\mu(x_1) , \mu(x_2)) = \min (\mu(x_1) , \mu(x_2)) \quad (III.30)$$

Par conséquent, la fonction d'appartenance résultante de l'exemple précédent est donnée par :

$$\mu_{res}(x_r) = \max (\mu_{R1}(x_r) , \mu_{R2}(x_r)) \quad (III.31)$$

Cette méthode est dite aussi : méthode d'inférence max-produit .

III.9.3. Contrôleur de type Zadeh

Dite aussi méthode d'inférence somme-produit.

$$\mu_{Ri} = \mu_{ci} \mu_{oi} (x_r) \quad (III.32)$$

$$\mu_{ci} = \mu_{RM}(\mu(x_1), \mu(x_2)) = \mu(x_1) \mu(x_2) \quad (\text{III.33})$$

$$\mu_{res}(x_r) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (\mu_{Ri}(x_r)) \quad (\text{III.34})$$

m : Nombre de règle.

III.10 Les étapes de conception d'un système flou

III.10.1. 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.10.2. 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. [10]

III.10.3. 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. [11]

III.11 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, voir figure (III.05).

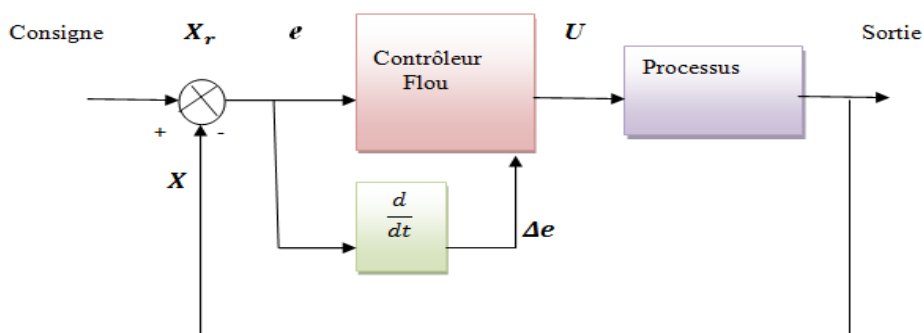


Figure (III.05). Architecture d'une commande floue

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.

$$e(k) = X_r(k) - X(k)$$

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

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$$

III.12 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.

bibliographie

- [1] 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..
- [2] F. Naceri, N. Lkhedri, S. Sellami « La théorie de la commande adaptative », presses de l'université de batna 1998.
- [3] 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..
- [4] 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
- [5] 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.
- [6] Zhefeng Li Zhigang Liu Liiun Diao Wenli Lin Gang Zhang "A Sensorless Vector Control of Induction Machines Based on Hybrid Model" Industrial Electronics & Application ICIEA, 2007, pp.1188-1192.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] J.Holtz, "sensorless position control of induction motors –an emerging technology. " in Proc.IECON'98, August31-sptember 4 1998, Aachen,Germany, pp. 11-112
- [10] H. Buhler « Réglage par logique floue », presses polytechnique et université romande 1994 paris .
- [11] B.B. Meunie et comarsal « Logique floue : principe, aide à la décision » Edition Hermes science, lavopsier 2003.
- [12] Shauder, C., " Adaptive speed identification for control of induction motors without rotational transducers. " in Proc.IEEE IAS Ann.Mtg., 1989, pp. 493-499.

CHAPITRE IV

COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE SANS CAPTEUR DE VITESSE A BASE DE LOGIQUE FLOUE

IV.1 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 [1] [2] .

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 [1]. 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 [3], [4], [5].

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 développées [1][6]. 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 [7], [8],[9]. 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 [1], [10], [11].

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.2 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" [12]. La commande adaptatif peut être réalisé par différentes stratégies telles que: programmation du gain, commande adaptatif par modèle de référence, régulateurs d'autoréglage[12]. 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 [12], [13], [14].

La méthode MRAS basée sur le flux du rotor, principalement développé par Schauder [15], 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 [16] 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 pilote 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.01) illustre la structure MRAS [17], [18], [19].

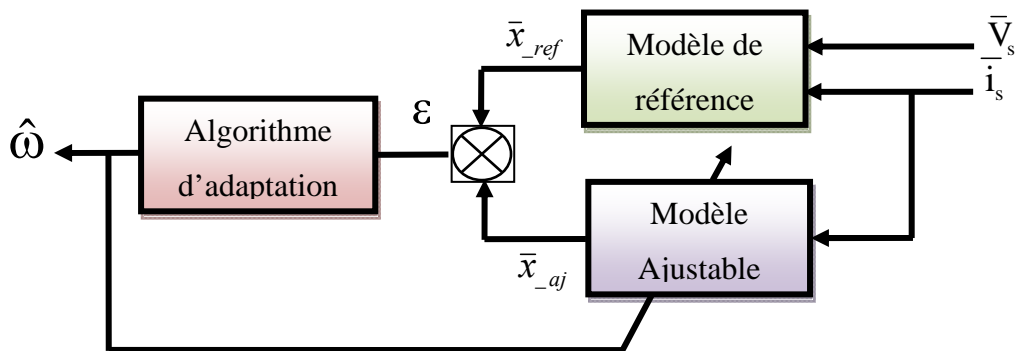


Figure (IV.01) . Structure MRAS

Suivant le choix de la variable (\bar{x}), on peut distinguer plusieurs structures MRAS basées sur la même idée donnée par la Figure. (IV-01) :

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

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

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (IV-01)$$

b- pour le rotor

$$0 = \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r - \frac{M}{T_r} \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (IV-02)$$

Le modèle de référence (Tension) est comme suit :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} \right) \quad (IV-03)$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \frac{L_r}{M} \int (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt - \frac{L_r}{M} \sigma L_s \bar{i}_s \quad (IV-04)$$

Le modèle ajustable (courant) est le suivant :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (IV-05)$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \int \left[\left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \right] dt \quad (IV-06)$$

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

$$\dot{\bar{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (IV-07)$$

Le flux estimé :

$$\hat{\bar{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\hat{\omega} \right) \hat{\bar{\Phi}}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (IV-08)$$

On peut définir une erreur vectorielle statique comme suit :

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r \quad (IV-09)$$

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

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

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

L'erreur sous forme matricielle :

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

Avec :

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

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

Après simplification on trouve :

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

On pose :

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

Il vient :

$$\dot{\varepsilon} = A\varepsilon + W \tag{IV-17}$$

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

On considère la fonction de *Lyapunov* candidate suivante :

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

λ Constant positive.

Sa dérivée par rapport au temps est :

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

Après simplification on trouve :

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

Avec :

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

Alors :

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

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 :

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

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 [21] et [22].

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.02) montre le schéma de principe de la structure MRAS pour l'adaptation de la vitesse.

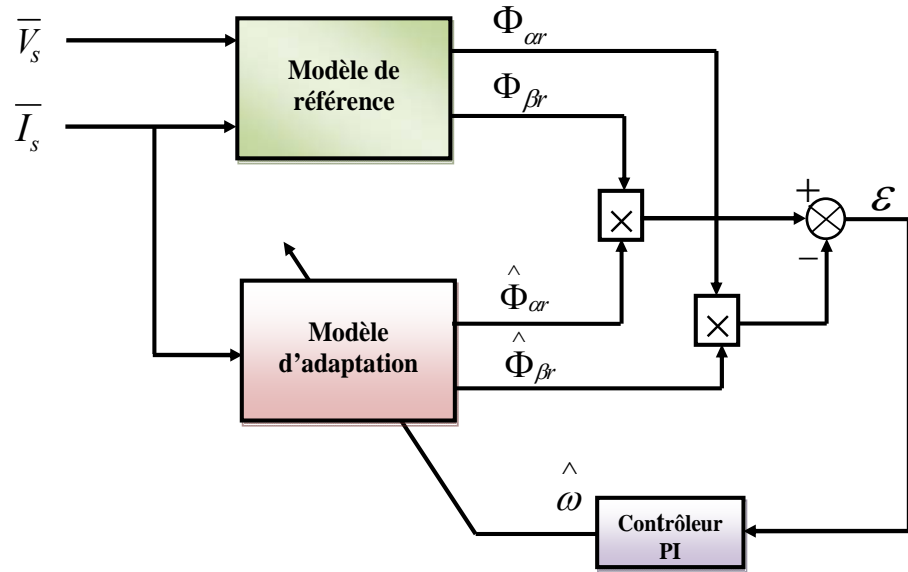


Figure (IV.02). Estimation de la vitesse par la méthode MRAS basée sur le flux rotorique

IV.3 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 :

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

Le flux estimé est alors :

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

On définit l'erreur vectorielle comme suit :

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

On pose :

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

On remplace dans (IV-29) on trouve :

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

La dynamique de l'erreur s'écrit :

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

Sous forme matricielle :

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

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

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 :

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

Avec :

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

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 :

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

Avec :

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

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

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 :

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

La loi d'adaptation est déduite comme suit:

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} = \varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta}) \quad (\text{IV-41})$$

On obtient la valeur estimée $1/\hat{T}_r$ donnée par la loi d'adaptation suivante :

$$\frac{1}{\hat{T}_r} = K_p (\varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta})) + K_i \int (\varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta})) dt \quad (IV-42)$$

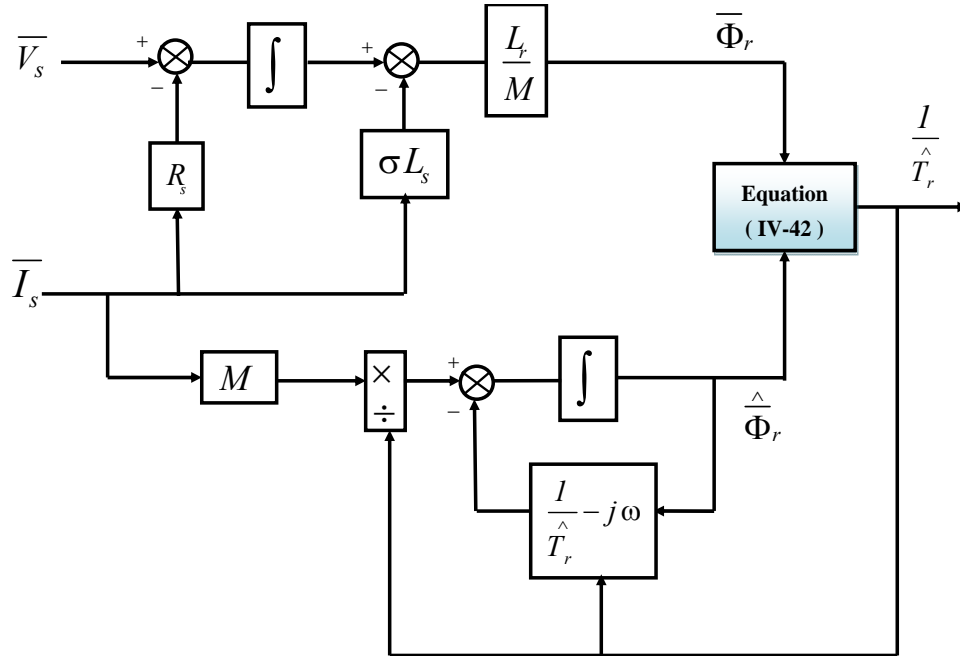


Figure (IV.03). Estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique basée sur MRAS.

IV.4 MRAS floue de la vitesse et de l'inverse de la constante de temps rotorique.

L'observateur MRAS est l'un des observateurs les plus utilisés pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone mais il présente un inconvénient majeur: ses faibles performances à basse vitesse et sa sensibilité à la variation de la résistance du rotor [23], [24], [25].

Plusieurs solutions sont proposées dans la littérature pour résoudre ces problèmes [26], [27].

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.04).

D’après le schéma de la figure (IV.4), le régulateur flou type-2 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 ($G_{\Delta\omega, \Delta\frac{1}{T_r}}$).
- 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.

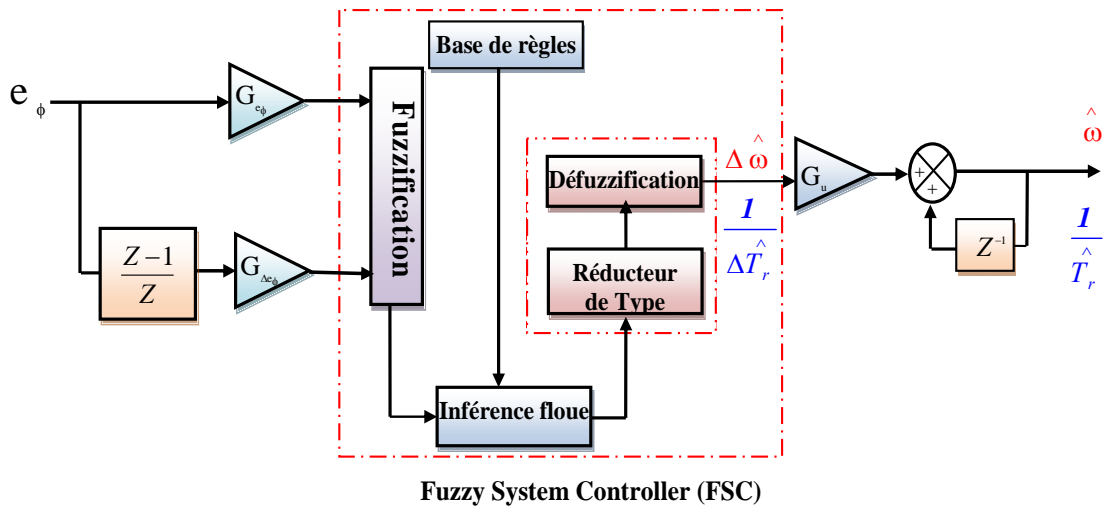


Figure (IV.04) . Structure du régulateur flou type-2 proposé.

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 :

$$\left\{ \begin{array}{l} e_{\varphi} = (G_{e_{\varphi}}) e_{\varphi} \\ \Delta e_{\varphi} = (G_{\Delta e_{\varphi}}) \Delta e_{\varphi} \\ \Delta \omega = (G_{\Delta \omega}) \Delta \omega \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} e_{\varphi} = (G_{e_{\varphi}}) e_{\varphi} \\ \Delta e_{\varphi} = (G_{\Delta e_{\varphi}}) \Delta e_{\varphi} \\ \frac{\Delta}{\hat{T}_r} = (G_{\Delta \omega, \Delta \frac{1}{T_r}}) \frac{\Delta}{\hat{T}_r} \end{array} \right. \quad (\text{IV-44})$$

Où $(G_{e_{\varphi}})$, $(G_{\Delta e_{\varphi}})$ et $(G_{\Delta \omega, \Delta \frac{1}{T_r}})$ 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 [28].

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

Facteur d'échelle	Estimation de la vitesse	Estimation de (1/Tr)
$G_{e_{\varphi}}$	100	185
$G_{\Delta e_{\varphi}}$	1000	200
$(G_{\Delta \omega, \Delta \frac{1}{T_r}})$	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

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

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

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

Pour le MRAS flou type-1, les fonctions d'appartenance type-1 de l'erreur du flux et de sa variation sont choisies identiques de formes triangulaire est sont définies sur l'intervalle $[-1, 1]$ Figure (IV-15(a)). La fonction d'appartenance type-1 de la variation de la vitesse ($\Delta \hat{\omega}$) est choisie de formes singleton sur l'intervalle $[-2.5, 2.5]$ figure (IV-15(b))

et la fonction d'appartenance type-1 de la variation de l'inverse de la constante de temps rotorique $\Delta(I / \hat{T}_r)$ est choisie aussi de formes singleton sur l'intervalle $[-2.5, 2.5]$ figure (IV-15(c)).

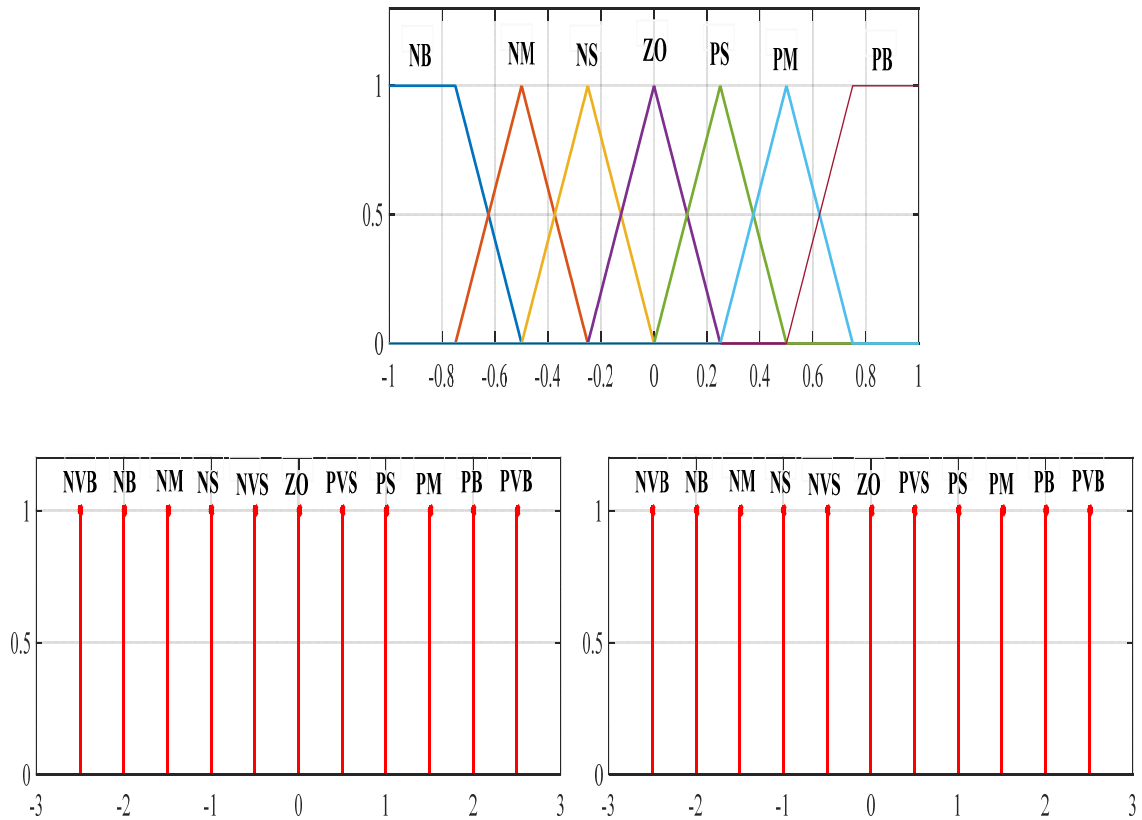


Figure (IV.05). Fonctions d'appartenances type-1.

(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

La figure (IV-06) 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-07) présente le schéma général du contrôleur flou proposé .

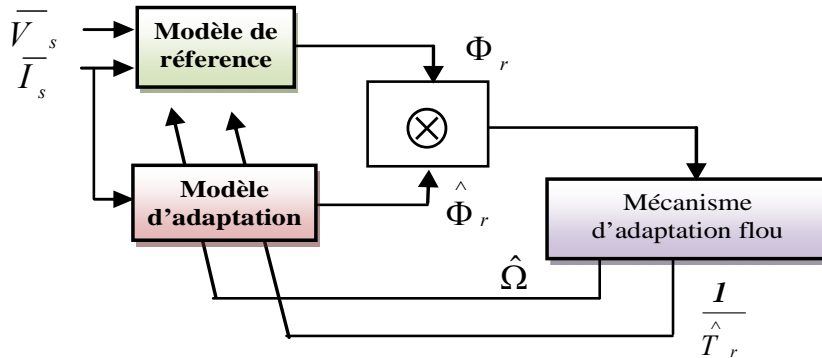


Figure (IV.06) . Schéma block de l'observateur MRAS avec adaptation de la vitesse et de l'inverse de la a constante de temps rotorique.

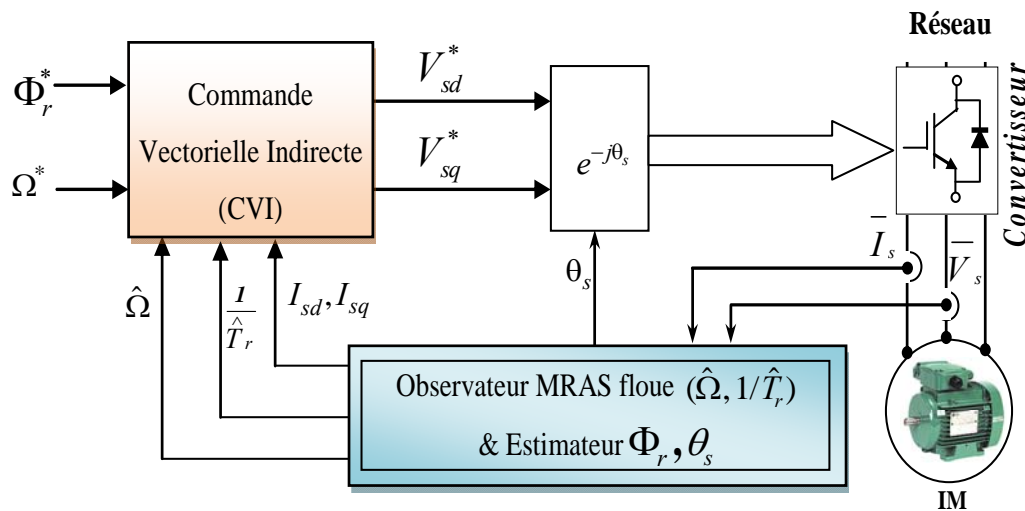


Figure. (IV.07) . Schéma général du contrôleur flou type-2 proposé

IV.5 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 $\Phi_{rq}(o) = 0$; $\Phi_{rd}(o) = I$. La référence pour la vitesse ainsi que le couple de charge appliqué sont indiqués sur les figures (IV-08) et (IV-09).

La figure (IV-09) 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 $t = 5s$. 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 $2R_r$ ((IV-08)). Les figures (IV-12) et (IV-13) montrent les historiques temporels du courant de stator et du module de flux. 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 $1/T_r$.

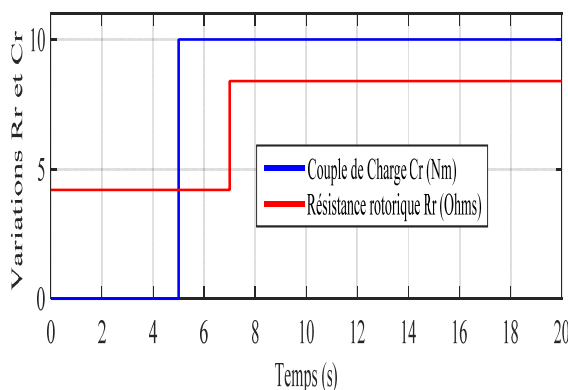


Figure. (IV-08) Variation de Cr et de Rr

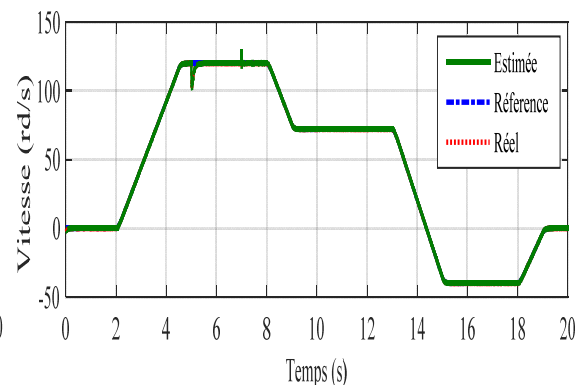


Figure. (IV-09) Vitesse rotorique

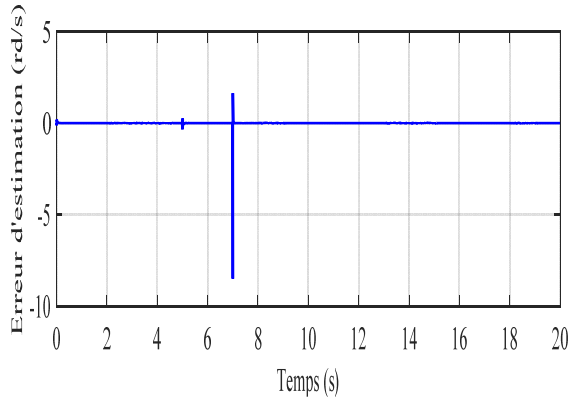


Figure. (IV-10) Erreur d'estimation de la vitesse

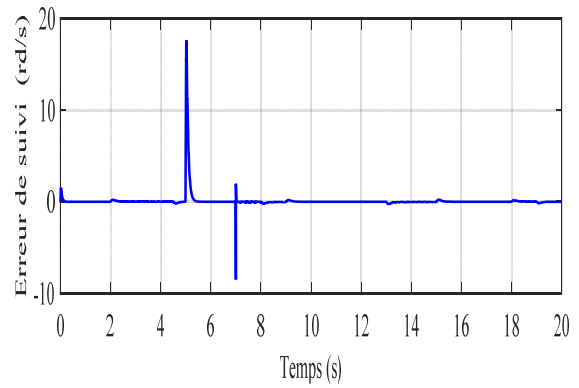


Figure. (IV-11) Erreur de vitesse de poursuite de la trajectoire

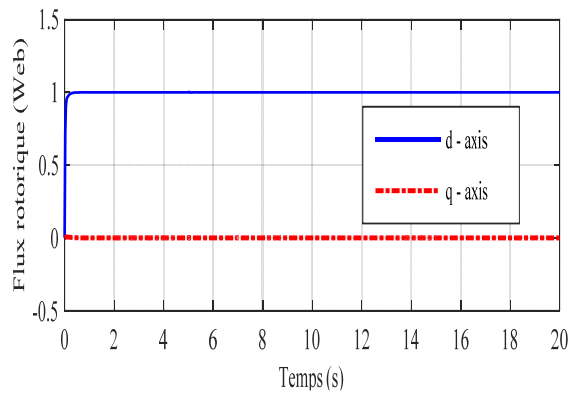


Figure. (IV-12) Flux rotorique

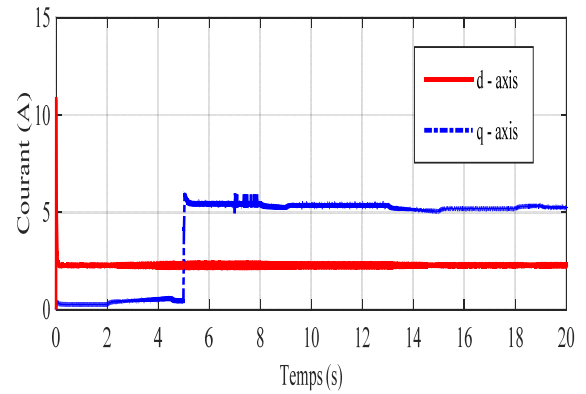


Figure. (IV-13) Courant Statorique I_{sd} et I_{sq}

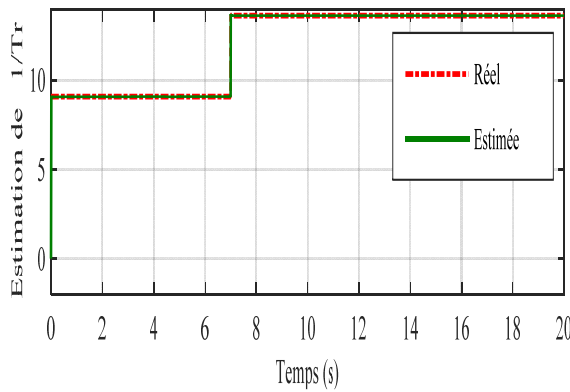


Figure. (IV-14) Inverse de la constante de temps rotorique

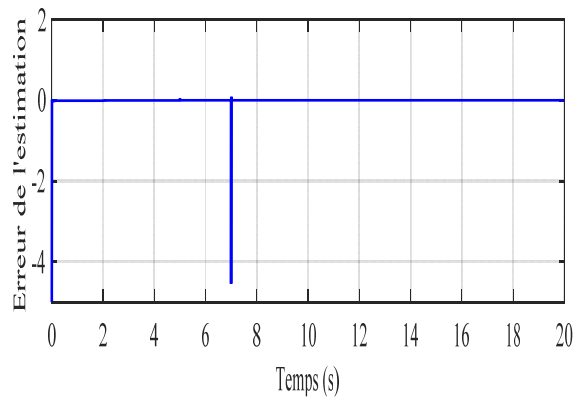


Figure. (IV-15) Erreur de l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique .

IV.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons proposé un nouveau observateur MRAS de vitesse du rotor a basé 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 ce qui n'est pas le cas pour l'observateur classique 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, ce qui montre que l'observateur proposé est bien meilleur que l'observateur classique.

bibliographie

- [1] J. W. Finch and D. Giaouris, "Controlled AC Electrical Drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 1-11, February 2008.
- [2] J. Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," Proc. of the IEEE, vol. 90, no. 8, pp. 1359-1394, August 2002.
- [3] 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. 1052-1060, July/August 2003.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] P. Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control." in New York: Oxford Univ. Press, 1998.
- [9] 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
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] K. J. Astrom and B. Wittenmark, Adaptive control. Second ed., Reading, Mass.: Addison-Wesley, 1995.
- [13] 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..

- [14] 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..
- [15] 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.
- [16] Shauder, C., " Adaptive speed identification for control of induction motors without rotational transducers. " in Proc.IEEE IAS Ann.Mtg., 1989, pp. 493-499.
- [17] 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.
- [18] Zhefeng Li Zhigang Liu Liiun Diao Wenli Lin Gang Zhang "A Sensorless Vector Control of Induction Machines Based on Hybrid Model" Industrial Electronics & Application ICIEA, 2007, pp.1188-1192.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] J.Holtz, "sensorless position control of induction motors –an emerging technology. " in Proc.IECON'98, August31-sptember 4 1998, Aachen,Germany, pp. 11-112.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] 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.

- [25] 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.
- [26] Idriss benlaloui, and al, "implementation of a new mras speed sensorless vector control for induction machine" *IEEE Transactions on Energy conversion*, Vol.30, No.2, pp. 588-595, 2015.
- [27] 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 .
- Y. Miloud and A. Draou, "Fuzzy logic based rotor resistance estimator of an indirect vector controlled induction motor drive," in *Proc. IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, 2002, pp. 961 - 966

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.

Annexe

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