

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées
Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

Mida Abdelkader

Khelifa Imad

Thème:

Commande d'une machine asynchrone double
stator par régulateur flou

Soutenu publiquement

Le : 06/07/2019

Devant le jury :

M^f Kouras Sid Ali

MCA

Président

UKM Ouargla

M^f Laamayad Tahar

MAA

Encadreur/rapporteur

UKM Ouargla

M^f Benyoussef el Akhdar

MCA

Examineur

UKM Ouargla

Année universitaire 2018/2019

Remerciement

Avant tout nous tenons à remercier **ALLAH** qui nous a aidé et nous a donné la patience et le courage pour finir le mémoire.

Nous remercions **Dr. Laamayad Tahar** notre Encadreur qui nous a aidé, donné des conseils, encouragé tout le temps.

Nos remerciements les plus vifs s'adressent à monsieur le président et les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail.

Ainsi que tous les professeurs du département de Génie électrique.

Nos plus chaleureux remerciements à tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à la réalisation de cette mémoire.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à

Mes parents

Toute ma famille

Toutes mes amies et tous ceux que j'aime

Mida Abdelkader

Dédicace

Je dédie ce modeste travail À

Ma mère

Mon père

Mes proches et mes frères et mes sœurs tout à son nom

Toute ma famille

Tous mes amis

Tous mes enseignants qui m'ont enseigné

Khelifa Imad

Liste des symboles

MASDE	<i>Machine asynchrone double étoile.</i>
s_1, s_2, r	<i>indices correspondants à l'étoile1, l'étoile 2 et au rotor.</i>
as_1, bs_1, cs_1	<i>indices correspondants aux trois phases du stator 1.</i>
as_2, bs_2, cs_2	<i>indices correspondants aux trois phases du stator 2.</i>
a_r, b_r, c_r	<i>indices correspondants aux trois phases du rotor.</i>
R_{s1}, R_{s2}, R_r	<i>résistances statorique et rotorique.</i>
ids_1, iqs_1	<i>Courants direct et quadrature de stator1.</i>
ids_2, iqs_2	<i>Courants direct et quadrature de stator2.</i>
idr, iqr	<i>Courants direct et quadrature de rotor.</i>
$M_{s1,r}$ et $M_{s2,r}$	<i>Inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.</i>
$M_{s1,s2}$	<i>Inductance mutuelle entre phases des enroulement 1 et 2 du stator.</i>
C_{em}	<i>couple électromagnétique.</i>
C_r	<i>couple résistant.</i>
K_f	<i>coefficient de frottement.</i>
J	<i>moment d'inertie.</i>
ϕ_{s1}, ϕ_{s2}	<i>Flux statorique.</i>
ϕ_r	<i>Flux rotorique.</i>
T_r	<i>Constant de temps rotorique.</i>
P	<i>Nombre de paire de pôles .</i>
ω_s	<i>pulsation électrique statorique.</i>
ω_r	<i>pulsation électrique rotorique.</i>
ω_{gl}	<i>pulsation électrique de glissement.</i>
ω_{coord}	<i>vitesse angulaire des axes (d, q).</i>

Ω_m	<i>La vitesse mécanique du rotor.</i>
MLI	<i>Modulation de la Largeur d'Impulsion.</i>
d, q	<i>axes directs et quadratiques du repère de Park.</i>
FOC	<i>Field oriented control. (commande par flux orienté)</i>
PI	<i>régulateur Proportionnel – Intégral.</i>
IP	<i>régulateur Intégral – Proportionnel.</i>
K_i, K_p	<i>Gains du régulateur classique.</i>
FLC	<i>Fuzzy logic controller. (logique floue controller)</i>
A, B	<i>Ensembles flous.</i>
e, de	<i>Erreur de vitesse et sa variation.</i>

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

Liste des figures

CHAPITRE I

Figure. (I.1) : Représentation schématique d'une MASDE.

Figure. (I.2) : Représentation du modèle généralisé de la MASDE.

Figure (I.3.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

Figure (I.3.b): Réponse des composantes les courants i_{as1} et i_{as2} .

Figure (I.3.c) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (I.3): Réponse de la machine sans application de la charge ($C_r = 0$).

Figure (I.4.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

Figure (I.4.b): Réponse des composantes les courants i_{as1} et i_{as2}

Figure (I.4.c) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (I.4): Réponse de la machine avec application de la charge ($C_r = 14$).

Figure. (I.5) : Schéma de principe de l'onduleur triphasé.

Figure. (I.6) : Association de la MASDE avec les deux onduleurs MLI.

Figure (I.7.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

Figure (I.7.b): Réponse des composantes les courants I_{as1} et I_{as2} .

Figure (I.7): Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.

CHAPITRE II

Figure. (II.1) : principe du la commande vectorielle.

Figure. (II.2) : Schéma de régulation des courants.

Figure. (II.3) : Schéma réduit de régulation de vitesse IP.

Figure. (II.4) : Bloc de découplage en tension.

Figure. (II.5) : Commande vectorielle indirecte de la MASDE.

Figure (II.6.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

Figure (II.6.b) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure. (II.6): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par IP.

Figure (II.7.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

Figure (II.7.b) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure. (II.7): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par IP avec inversion du sens de rotation de (314 à -314) rad/s à l'instant $t=2s$.

Figure (II.8.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

Figure (II.8.b) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (II.8) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

Figure (II.9.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

Figure (II.9.b) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure. (II.9) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment d'inertie.

CHAPITRE III

Figure. (III.1) : Comparaison de l'appartenance de la température en logique classique vs la logique floue.

Figure. (III.2) : Représentation d'un sous-ensemble flou.

Figure. (III.3) : Variable linguistique.

Figure. (III.4) : Structure d'un réglage par logique floue.

Figure. (III.5) : Structure de base d'un régulateur flou.

Figure. (III.6) : Exemple de fuzzification.

Figure. (III.7) : Architecture d'une commande floue.

Figure. (III.8) : Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

Figure. (III.9) : Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double étoile et à flux rotorique orienté.

Figure. (III.10) : Performances de la MASDE sous la commande floue.

Figure. (III.11) : Performances de la MASDE sous la commande PI-floue (Inversion du sens de rotation).

Figure. (III.12.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

Figure. (III.12.b) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (III.12): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par IP floue lors du test de robustesse vis à vis de Résistance rotorique.

Figure. (III.13.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

Figure. (III.13.b) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure. (III.13) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI floue lors du test de robustesse vis à vis de moment d'inertie J.

Tableau (III.1) : Les différents types de la fonction d'appartenance.

Tableau (III.2) : Matrice d'inférence des règles floues.

Sommaire

Sommaire

Liste des symboles

Liste des figures

Introduction générale

CHAPITRE I : Modélisation de la MASDE

I.1.	INTRODUCTION	3
I.2.	DESCRIPTION DE LA MASDE	3
I.3.	HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	4
I.4.	MODELE DE LA MASDE DANS LE REPERE REEL ABC	4
	I.4.1. EQUATIONS ELECTRIQUES	4
	I.4.2. EQUATIONS MAGNETIQUES	6
	I.4.3. EQUATIONS MECANIQUES	8
I.5.	MODELE BIPHASE DE LA MASDE	8
	I.5.1. TRANSFORMATION DE PARK	8
	I.5.2. MODELE DE LA MASDE SELON LE SYSTEME D'AXES GENERALISE	9
	I.5.3. CHOIX DU SYSTEME D'AXES	10
	I.5.4. MODELE BIPHASE DE LA MASDE LIE AU SYSTEME D'AXES (d, q)	10
	I.5.5. PUISSANCE ABSORBEE ET COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	11
	I.5.6. MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT	12
I.6.	SIMULATION NUMERIQUE	15
	I.6.1. FONCTIONNEMENT A VIDE	15
	I.6.2. DEUXIEME CAS FONCTIONNEMENT EN CHARGE	16
	I.6.3. INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATION	17
I.7.	MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MASDE	19
	I.7.1. INTRODUCTION	19
	I.7.2. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION	19
	I.7.3. STRATEGIE DE COMMANDE	20
	I.7.4. L'ASSOCIATION MASDE AVEC ONDULEUR DE TENSION	21
	I.7.5. RESULTATS DE SIMULATION	21
	I.7.6. INTERPRETATIONS DES RESULTATS	22
I.8.	CONCLUSION	22

CHAPITRE II : La commande vectorielle de la MASDE par régulateur IP

II.1.	INTRODUCTION	24
II.2.	PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	24
II.3.	CHOIX D'ORIENTATION DU FLUX	25
II.4.	METHODES DE LA COMMANDE VECTORIELLE	26

II.4.1.	METHODE DIRECT	26
II.4.2.	METHODE INDIRECT.....	26
II.5.	REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE INDIRECTE	27
II.5.1.	SYNTHESE DES REGULATEURS PI	29
II.5.2.	REGULATEUR DE VITESSE IP	29
II.5.3.	BLOC DE DECOUPLAGE	30
II.6.	RESULTATS DE SIMULATION	32
II.7.	INTERPRETATIONS DES RESULTATS	34
II.8.	TESTS DE ROBUSTESSE	34
II.9.	RESULTATS DE SIMULATION.....	35
II.10.	CONCLUSION.....	36
 CHAPITRE III : Commande d'une MASDE Par logique floue 		
III.1.	INTRODUCTION.....	37
III.2.	HISTORIQUE DE LA LOGIQUE FLOUE	37
III.2.1.	APPARITION DE LA LOGIQUE FLOUE	37
III.2.2.	PREMIERES APPLICATIONS	37
III.2.3.	ESSOR.....	38
III.3.	L'UTILISATION DE LA LOGIQUE FLOUE	38
III.4.	PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE	39
III.5.	CONCEPT DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE.....	40
III.5.1.	LOGIQUE CLASSIQUE ET LOGIQUE FLOUE.....	40
III.5.2.	SOUS ENSEMBLE FLOU	40
III.5.3.	CARACTERISTIQUES D'UN SOUS ENSEMBLE FLOU	41
III.5.4.	VARIABLE LINGUISTIQUE	41
III.5.5.	FONCTION D'APPARTENANCE.....	42
III.5.6.	REGLES FLOUES	42
III.5.7.	DEGRE DE VERITE	43
III.6.	COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE.....	43
III.6.1.	STRUCTURE D'UN REGLAGE PAR LOGIQUE FLOUE.....	43
III.6.2.	STRUCTURE D'UN REGULATEUR FLOU	43
III.6.2.1.	Fuzzification.....	44
III.6.2.2.	Moteur d'inférence floue.....	44
III.6.2.2.A.	Méthode d'inférence Max-Min	45
III.6.2.2.B.	Méthode d'inférence Max-Prod	45
III.6.2.2.C.	Méthode d'inférence Somme-Prod	45
III.6.2.3.	Base de connaissances.....	45
III.6.2.3.A.	La base de données.....	45
III.6.2.3.B.	La base des règles floues	45
III.6.2.4.	Défuzzification	46
III.6.2.4.A.	La méthode du maximum	46
III.6.2.4.B.	La méthode de la moyenne pondérée	46
III.6.2.4.C.	La méthode du centre de gravité	46

III.7. DIFFERENT TYPES DE REGULATEURS FLOUS	47
III.7.1. REGULATEUR FLOU DE TYPE MAMDANI	47
III.7.2. REGULATEUR FLOU DE TYPE TAKAGI-SUGENO (T-S).....	47
III.8. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DU REGLAGE PAR LOGIQUE FLOUE.....	48
III.8.1. LES AVANTAGES.....	48
III.8.2. LES INCONVENIENTS.....	48
III.9. COMMANDE DE LA MASSE PAR LOGIQUE FLOUE	48
III.9.1. LE REGULATEUR DE LA VITESSE	48
III.9.2. FUZZIFICATION	49
III.9.3. METHODE D'INFERENCE	50
III.9.4. MECANISME D'INFERENCE	51
III.9.5. DEFUZZIFICATION	51
III.9.6. LOI DE COMMANDE POUR D'UN CONTROLEUR PI-FLOU DE VITESSE	52
III.10. REGLAGE DE VITESSE DE LA MASSE PAR UN CONTROLEUR FLOU	52
III.11. SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS	53
III.12. TESTS DE ROBUSTESSE.....	55
III.12.1. ROBUSTESSE VIS-A-VIS DE LA VARIATION DE RESISTANCE ROTORIQUE.....	55
III.12.2. ROBUSTESSE-VIS-A-VIS DE VARIATION D'INERTIE	56
III.13. CONCLUSION.....	57
Conclusion générale	
Annexes	
Références Bibliographiques	

Introduction générale

Introduction générale

Les machines électriques sont des éléments essentiels dans notre vie quotidienne comme elles sont utilisées dans l'industrie, les centrales électriques, les applications domestiques. Les machines électriques peuvent rendre notre vie si facile. Elle est sont autour de chaque personne, nous utilisons des machines ou des produits de machines toute la journée.

Les moteurs triphasés ont été utilisés plus fréquemment au cours du siècle dernier. Toutefois, on s'intéresse de plus en plus aux moteurs multi-phases dans les domaines d'application où la puissance élevée.

Le développement de domaines d'application tels que l'aérospatiale, les véhicules électriques hybrides, la propulsion de navires ont fourni la motivation pour la recherche dans les moteurs multi-phases.

Pendant plusieurs décennies, les chercheurs ont utilisé des méthodes classiques pour contrôler la vitesse du MASDE. Ces contrôleurs (comme le contrôleur PI classique) ont montré une conception simple et une stabilité de performance. Bien que, les contrôleurs conventionnels nécessitent toujours le modèle mathématique de moteur à induction. En outre, ils peuvent produire un dépassement ou un temps de tassement long en cas de perturbation de charge ou de changement soudain de la vitesse de référence. Pour surmonter ces inconvénients, des systèmes de commande intelligents, tels que la logique floue, ont été largement utilisés pour le contrôle du la MASDE.

L'objectif principal de ce travail est l'étude d'une commande floue qui sera appliquée à une machine asynchrone double stator.

Dans notre mémoire la modélisation et la commande de la MASDE constituent les trois chapitres de cette mémoire.

Le premier chapitre est à propos de la modélisation de la MASDE et de son alimentation. A partir de la représentation de la MASDE et son modèle triphasé, un modèle biphasé basé sur la transformation de Park est développé. Puis l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension est présentée. Après ça on a affichés les résultats de simulation.

Le deuxième chapitre est consacré à la commande vectorielle par orientation de flux rotorique de la MASDE, par cette commande, nous obtenons un modèle du MASDE similaire

à la machine à courant continu, A travers l'application de cette commande les résultats de simulation sont visualiser et interprétés.

Le troisième chapitre concerne l'application de la commande par logique floue sur la MASDE. un rappel théorique sur la commande par logique floue est présenté. Après l'application de cette commande et simulé le système, les performances de cette dernière sont présentées et commentées.

Le travail est clôturé par une conclusion générale avec quelques perspectives de recherche.

CHAPITRE I

*Modélisation de la machine asynchrone
double étoile*

I.1. Introduction

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons lui appliqué une commande particulière, La modélisation est une transformation de système à des équations mathématique.

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile. Ensuite, nous donnerons les résultats de simulation du moteur asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé via un convertisseur.

I.2. Description de la MASDE

La machine à étudier est de type asynchrone. Elle est formée d'un stator constitué deux enroulements triphasés montés en étoile décalés d'un angle α . Ce dernier est égal à 30° . Le rotor est formé soit d'un enroulement triphasé court-circuité, soit d'une cage d'écureuil. Il est modélisé par un enroulement triphasé court-circuité. La machine est représentée par la figure (I.1).

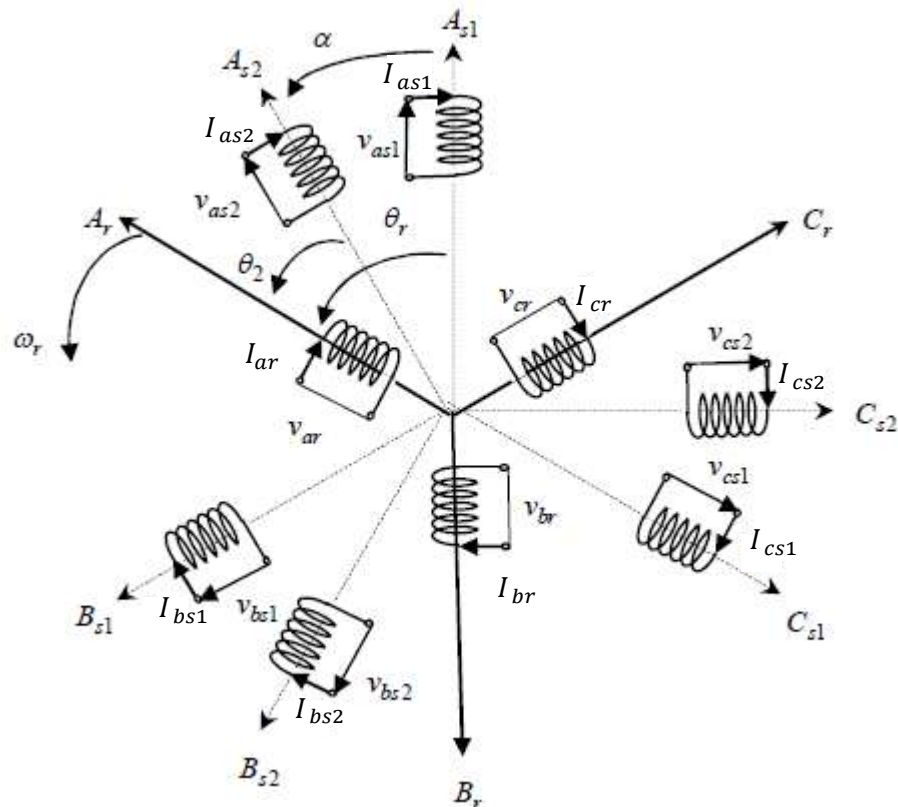


Figure. (I.1) : Représentation schématique d'une MASDE.

I.3. Hypothèses simplificatrices :

La MASDE avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte.

Par suite, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dont l'objectif d'établir un modèle simple [1].

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable .
- La machine est de constitution symétrique .
- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale .
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température .
- l'effet de peau est néglige .
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables .
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable .

I.4. Modèle de la MASDE dans le repère réel abc :

Sachant que le rotor et chaque étoile sont considérés comme un enroulement triphasé chacun, la MASDE peut être alors considérée comme trois enroulements triphasés couplés magnétiquement.

I.4.1. Equations électriques :

Pour ce mode, on peut écrire les équation des tensions représentant pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive liée au flux .

Pour le stator 1 :

$$\begin{cases} V_{as1} = R_{as1} I_{as1} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} \\ V_{bs1} = R_{bs1} I_{bs1} + \frac{d\phi_{bs1}}{dt} \\ V_{cs1} = R_{cs1} I_{cs1} + \frac{d\phi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

Pour le stator 2 :

$$\begin{cases} V_{as2} = R_{as2} I_{as2} + \frac{d\phi_{as2}}{dt} \\ V_{bs2} = R_{bs2} I_{bs2} + \frac{d\phi_{bs2}}{dt} \\ V_{cs2} = R_{cs2} I_{cs2} + \frac{d\phi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ar} I_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ 0 = R_{br} I_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ 0 = R_{cr} I_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (I.3)$$

Sous forme matricielle on a :

$$\begin{aligned} [V_{abc,s1}] &= [R_{s1}] [I_{abc,s1}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc,s1}] \\ [V_{abc,s2}] &= [R_{s1}] [I_{abc,s2}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc,s2}] \\ [V_{abc,r}] &= [R_{s1}] [I_{abc,r}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc,r}] \end{aligned} \quad (I.4)$$

On pose : $R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$; $R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix}, [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$[R_{s1}]$ et $[R_{s2}]$ et $[R_r]$ sont respectivement matrices des résistances statorique (stator1 et stator2) et résistances rotorique.

$$[I_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}, [I_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}, [I_{abc,r}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$[I_{abc,s1}]$ et $[I_{abc,s2}]$ et $[I_{abc,r}]$ sont respectivement matrices des courant statorique (stator1 et stator2) et courant rotorique.

$$[V_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix}, [V_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix}, [V_{abc,r}] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$[V_{abc,s1}]$ et $[V_{abc,s2}]$ et $[V_{abc,r}]$ sont respectivement matrices des tension statorique (stator1 et stator2) et tension rotorique.

$$\begin{bmatrix} \phi_{abc,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{as1} \\ \phi_{bs1} \\ \phi_{cs1} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \phi_{abc,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{as2} \\ \phi_{bs2} \\ \phi_{cs2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \phi_{abc,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

$[\phi_{abc,s1}]$ et $[\phi_{abc,s2}]$ et $[\phi_{abc,r}]$ sont respectivement matrices des flux statorique (stator1 et stator2) et flux rotorique [2].

I.4.2. Equations magnétiques :

Les expressions des flux en fonction des courants statoriques et rotoriques, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont données par :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \phi_{s1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{s1,s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{s1,s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{s1,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_{s2} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{s2,s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{s2,s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{s2,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} M_{r,s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{r,s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{r,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{I.9})$$

Les sous matrices des inductions dans le (I.9) sont exprimés comme suit :

$$\begin{bmatrix} L_{s1,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$\begin{bmatrix} L_{s2,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$\begin{bmatrix} L_{r,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_r + L_{ms}) & -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & (L_r + L_{ms}) & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 & (L_r + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$\left[M_{s1,s2} \right] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

$$\left[M_{s1,r} \right] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$\left[M_{s2,r} \right] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_2) & \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\theta_2 = \theta_r - \alpha.$$

$$\left[M_{s2,s1} \right] = \left[M_{s1,s2} \right]^T ; \left[M_{r,s1} \right] = \left[M_{s1,r} \right]^T ; \left[M_{r,s2} \right] = \left[M_{s2,r} \right]^T . [3]$$

Avec :

L_{s1} : L'inductance propre du la stator1.

L_{s2} : L'inductance propre du la stator2.

L_r : L'inductance propre d'une phase du rotor.

L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

L_r : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

M_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre le stator et rotor.

I.4.3. Equations mécaniques :

L'équation fondamentale du mouvement de la machine est donnée par [4] :

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

Avec :

J : le moment d'inertie de la machine ;

C_{em} : le couple électromagnétique ;

C_r : le couple résistant (couple de la charge) ;

K_f : le coefficient de frottement.

Ω : La vitesse mécanique.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left[[i_{abc,s1}] \frac{d}{d\theta} [L_{s1,r}] [i_{abc,r}]^T + [i_{abc,s2}] \frac{d}{d\theta} [L_{s2,r}] [i_{abc,r}]^T \right] \quad (\text{I.17})$$

I.5. Modèle biphasé de la MASDE :

I.5.1. Transformation de Park :

Le modèle de Park est basée sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice. Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée.

Cette modification permet de conserver la puissance lors du passage du système triphasé à celui du biphasé ou inversement.

La matrice de Park en générale est :

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

La transformation de Park :

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)][G_{abc}]. \quad (\text{I.19})$$

Tel que :

G_{abc} : grandeurs triphasées équilibrées.

G_{dq0} : grandeurs biphasées dans le repère (d, q) .

I.5.2. Modèle de la MASDE selon le système d'axes généralisé :

La figure (I.2) représente le modèle généralisé de la MASDE selon le système d'axes (u, v) tournant à la vitesse ω_{coord} .

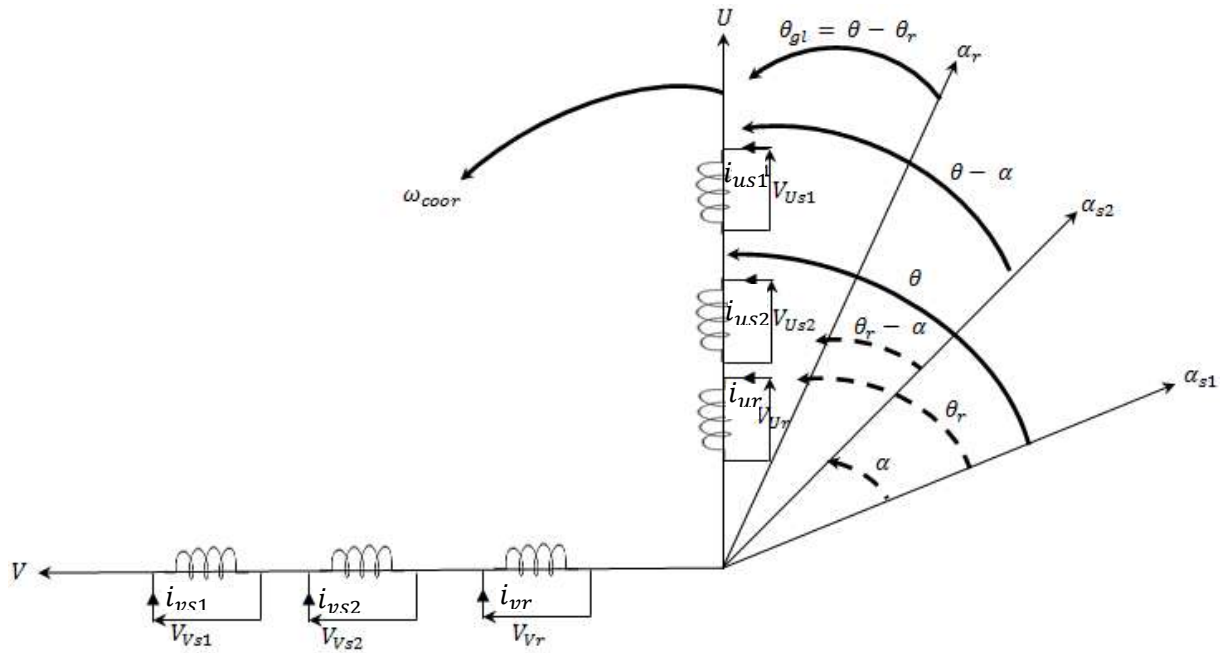


Figure. (I.2) : Représentation du modèle généralisé de la MASDE. [5]

Les systèmes d'équations différentielles de la MASDE selon $\ll u, v \gg$ tournant à la vitesse ω_{coord} sont [6]:

Système d'équations électriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{su1} = R_{s1} i_{su1} + \frac{d}{dt} \phi_{su1} - \omega_{coor} \phi_{sv1} \\ V_{sv1} = R_{s1} i_{sv1} + \frac{d}{dt} \phi_{sv1} + \omega_{coor} \phi_{su1} \\ V_{su2} = R_{s2} i_{su2} + \frac{d}{dt} \phi_{su2} - \omega_{coor} \phi_{sv2} \\ V_{sv2} = R_{s2} i_{sv2} + \frac{d}{dt} \phi_{sv2} + \omega_{coor} \phi_{su2} \\ 0 = R_r i_{ur} + \frac{d}{dt} \phi_{ur} - \omega_{coor} \phi_{vr} \\ 0 = R_r i_{vr} + \frac{d}{dt} \phi_{vr} + \omega_{coor} \phi_{ur} \end{array} \right. \quad (I.19)$$

Système d'équations magnétiques :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{su1} = L_{s1} i_{su1} + \frac{3}{2} (L_{ms} i_{su1} + L_{ms} i_{su2} + L_{sr} i_{ur}) \\ \phi_{sv1} = L_{s1} i_{sv1} + \frac{3}{2} (L_{ms} i_{sv1} + L_{ms} i_{sv2} + L_{sr} i_{vr}) \\ \phi_{su2} = L_{s2} i_{su2} + \frac{3}{2} (L_{ms} i_{su1} + L_{ms} i_{su2} + L_{sr} i_{ur}) \\ \phi_{sv2} = L_{s2} i_{sv2} + \frac{3}{2} (L_{ms} i_{sv1} + L_{ms} i_{sv2} + L_{sr} i_{vr}) \\ \phi_{ur} = L_r i_{ur} + \frac{3}{2} (L_{mr} i_{ur} + L_{sr} i_{u1} + L_{sr} i_{u2}) \\ \phi_{vr} = L_r i_{vr} + \frac{3}{2} (L_{mr} i_{vr} + L_{sr} i_{v1} + L_{sr} i_{v2}) \end{array} \right. \quad (I.20)$$

I.5.3. Choix du système d'axes :

Système d'axes (α, β)

Ce système est immobile par rapport au stator, donc $\omega_{coor} = 0 \Rightarrow \theta = 0$.

Système d'axes (x, y)

Celui ci est immobile par rapport au rotor, alors $\omega_{coor} = \omega_r \Rightarrow \theta = \int_0^t \omega_r dt$.

Système d'axes (d, q)

Ce dernier est immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où $\omega_{coor} = \omega_s \Rightarrow \theta = \int_0^t \omega_s dt$.

I.5.4. Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes (d, q)

En remplaçant dans les systèmes d'équations (I.19) et (I.20) ω_{coord} par ω_s , $(\omega_s - \omega_r)$ par ω_{gl} , $\frac{2}{3}L_{ms} = \frac{2}{3}L_{sr} = \frac{2}{3}L_{mr}$ par L_m et les indices (u, v) par (d, q) , on obtient les systèmes d'équations liés au champ électromagnétique suivants [7] :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\phi_{ds1} - \omega_s\phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\phi_{qs1} + \omega_s\phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\phi_{ds2} - \omega_s\phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\phi_{qs2} + \omega_s\phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\phi_{dr} - \omega_{gl}\phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\phi_{qr} + \omega_{gl}\phi_{dr} \end{cases} \quad (I.21)$$

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (I.22)$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta}{dt}, \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \text{ et } \omega_{gl} = \frac{d\theta}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$$

I.5.5. Puissance absorbée et couple électromagnétique :

La puissance absorbée par la MASDE dans le système d'axes (d, q) , tout en négligeant les composantes homopolaires est exprimée par [8]:

$$P_a = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (I.23)$$

En remplaçant les tensions $(v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}$ et $v_{qs2})$ par leurs expressions dans (I.21), on trouve :

$$\begin{aligned}
P_a = & \underbrace{\left(R_{s1} i_{ds1}^2 + R_{s1} i_{qs1}^2 + R_{s2} i_{ds2}^2 + R_{s2} i_{qs2}^2 \right)}_{1^{er} \text{ terme}} \\
& + \underbrace{\left(\frac{d\phi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} i_{qs2} \right)}_{2^{eme} \text{ terme}} \\
& + \underbrace{\omega_s (\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2})}_{3^{eme} \text{ terme}}
\end{aligned} \tag{I.24}$$

L'expression (I.24) se compose de trois termes :

- Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule.
- Le second terme représente l'énergie emmagasinée dans la machine.
- Le dernier terme la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = P \frac{P_{em}}{\omega_s} \tag{I.25}$$

Alors, l'expression du couple électromagnétique est égale à :

$$C_{em} = P (\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \tag{I.26}$$

En remplaçant les flux ϕ_{ds1} , ϕ_{qs1} , ϕ_{ds2} , ϕ_{qs2} donnés par (I.22) dans (I.26), on obtient :

$$C_{em} = PL_m [(i_{qs1} + i_{qs2}) i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) i_{qr}] \tag{I.27}$$

A partir des équations des flux rotoriques (ϕ_{dr} et ϕ_{qr}) exprimées par (I.22), on tire :

$$\begin{aligned}
i_{dr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{dr} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \\
i_{qr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{qr} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2})]
\end{aligned} \tag{I.28}$$

En introduisant (I.28) dans l'équation (I.27), donc l'expression du couple électromagnétique est :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \phi_{qr}] \tag{I.29}$$

I.5.6. Mise sous forme d'équation d'état :

En remplaçant les équations des flux (I.22) par leur expression dans le système (I.21), on obtient donc le système (I.30):

$$\left\{ \begin{array}{l} (L_{s1} + L_m) \frac{di_{ds1}}{dt} + L_m \frac{di_{ds2}}{dt} + L_m \frac{di_{dr}}{dt} = V_{ds1} - R_{s1} I_{ds1} + \omega_s [(L_{s1} + L_m) I_{qs1} + L_m I_{qs2} + L_m I_{qr}] \\ (L_{s1} + L_m) \frac{di_{qs1}}{dt} + L_m \frac{di_{qs2}}{dt} + L_m \frac{di_{qr}}{dt} = V_{qs1} - R_{s1} I_{qs1} - \omega_s [(L_{s1} + L_m) I_{ds1} + L_m I_{ds2} + L_m I_{dr}] \\ L_m \frac{di_{ds1}}{dt} + (L_{s2} + L_m) \frac{di_{ds2}}{dt} + L_m \frac{di_{dr}}{dt} = V_{ds2} - R_{s2} I_{ds2} + \omega_s [L_m I_{qs1} + (L_{s2} + L_m) I_{qs2} + L_m I_{qr}] \\ L_m \frac{di_{qs1}}{dt} + (L_{s2} + L_m) \frac{di_{qs2}}{dt} + L_m \frac{di_{qr}}{dt} = V_{qs2} - R_{s2} I_{qs2} - \omega_s [L_m I_{ds1} + (L_{s2} + L_m) I_{ds2} + L_m I_{dr}] \\ L_m \frac{di_{ds1}}{dt} + L_m \frac{di_{ds2}}{dt} + (L_r + L_m) \frac{di_{dr}}{dt} = -R_r I_{dr} + \omega_{gl} [L_m I_{qs1} + L_m I_{qs2} + (L_r + L_m) I_{qr}] \\ L_m \frac{di_{qs1}}{dt} + L_m \frac{di_{qs2}}{dt} + (L_r + L_m) \frac{di_{qr}}{dt} = -R_r I_{qr} - \omega_{gl} [L_m I_{ds1} + L_m I_{ds2} + (L_r + L_m) I_{dr}] \end{array} \right.$$

Le système sous forme d'équation d'état est :

$$\dot{X} = AX + BU$$

Avec :

$$[X] = [i_{d1} \ i_{q1} \ i_{d2} \ i_{q2} \ i_{dr} \ i_{qr}]^t : \text{vecteur d'état, et } [\dot{X}] = \frac{d}{dt}[X]$$

$$[U] = [V_{d1} \ V_{q1} \ V_{d2} \ V_{q2} \ V_{dr} \ V_{qr}]^t : \text{vecteur de commande;}$$

$$[B] = \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0];$$

Donc on a le système suivant :

$$[A] = [L]^{-1} ([R] + \omega_s [M_1] + \omega_{gl} [M_2])$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

$$[L] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

$$[M_1] = \begin{bmatrix} 0 & -(L_{s1} + L_m) & 0 & -L_m & 0 & -L_m \\ (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & -(L_{s2} + L_m) & 0 & -L_m \\ L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_{s2} + L_m) \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

$$[M_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_r + L_m) \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

I.6. Simulation Numérique :

La simulation numérique a été faite à l'aide d'une programmation sous l'environnement MATLAB.

L'étude des performances de la machine alimentée directement par un réseau triphasé a été faite pour deux cas : à vide et en charge.

I.6.1. Fonctionnement à vide :

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement à vide $C_r = 0$

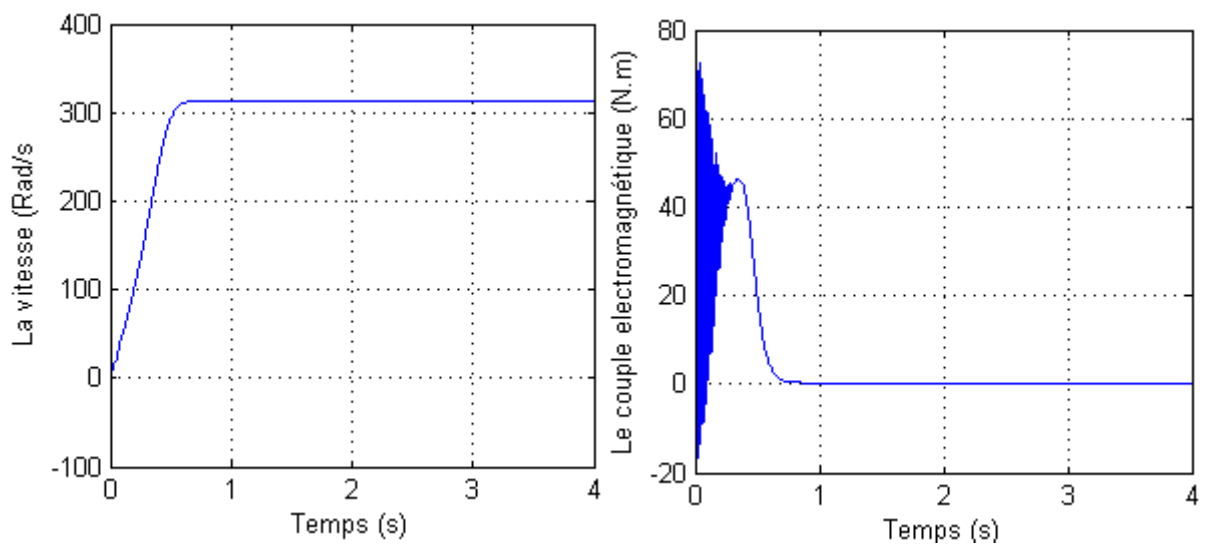


Figure (I.3.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

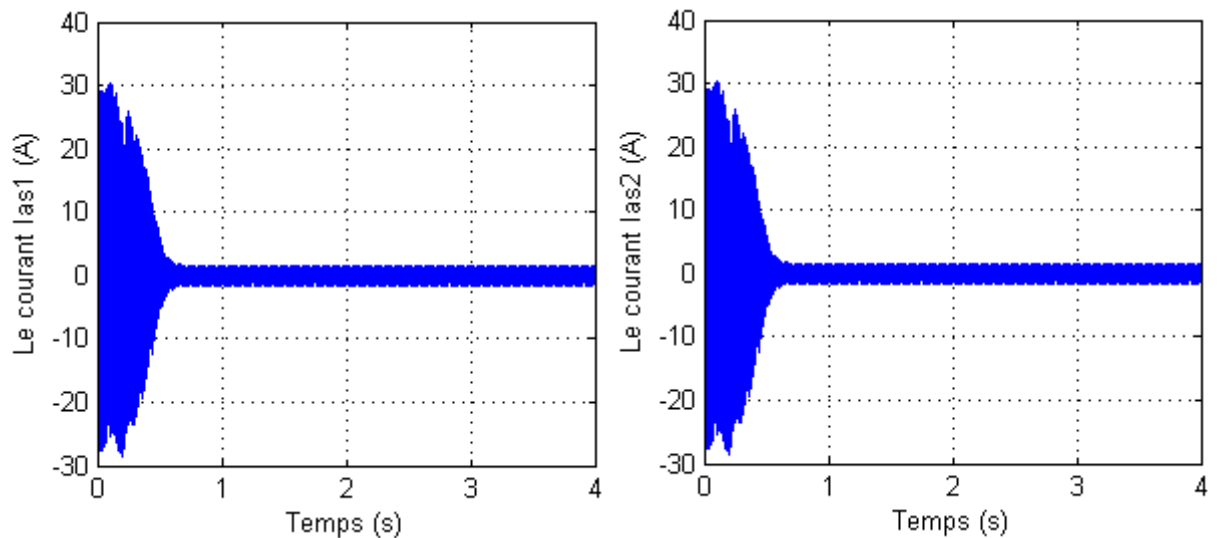


Figure (I.3.b): Réponse des composantes les courants i_{as1} et i_{as2}

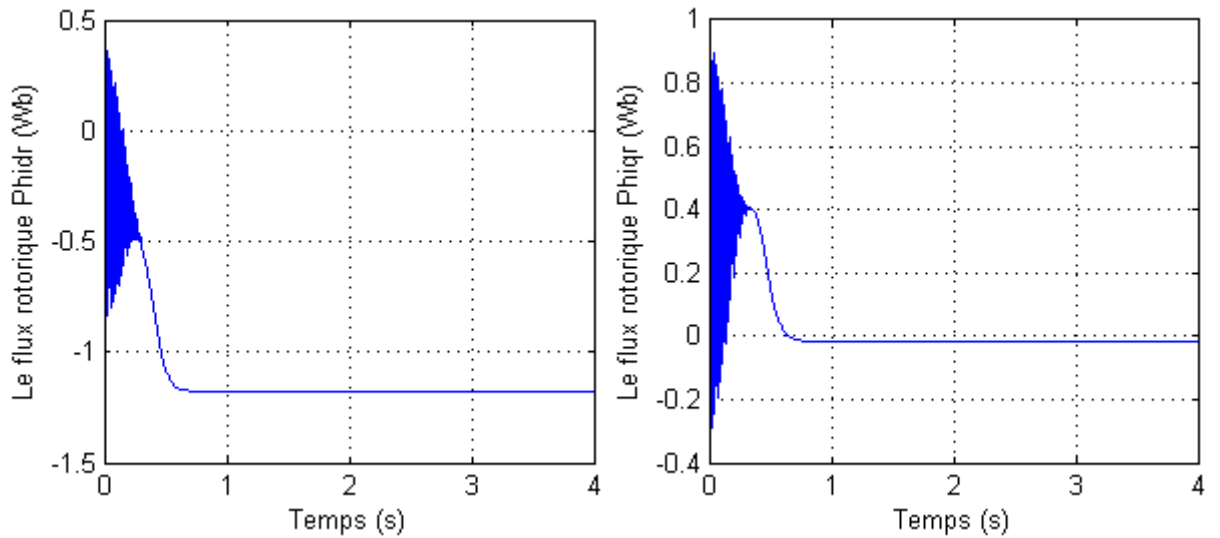


Figure (I.3.c) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (I.3): Réponse de la machine sans application de la charge ($C_r = 0$).

I.6.2. Deuxième cas : fonctionnement en charge

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors de l'application d'une charge $C_r = 14$ N.m à partir de l'instant $t = 2$ s. Cette charge correspond au fonctionnement nominal de la machine.

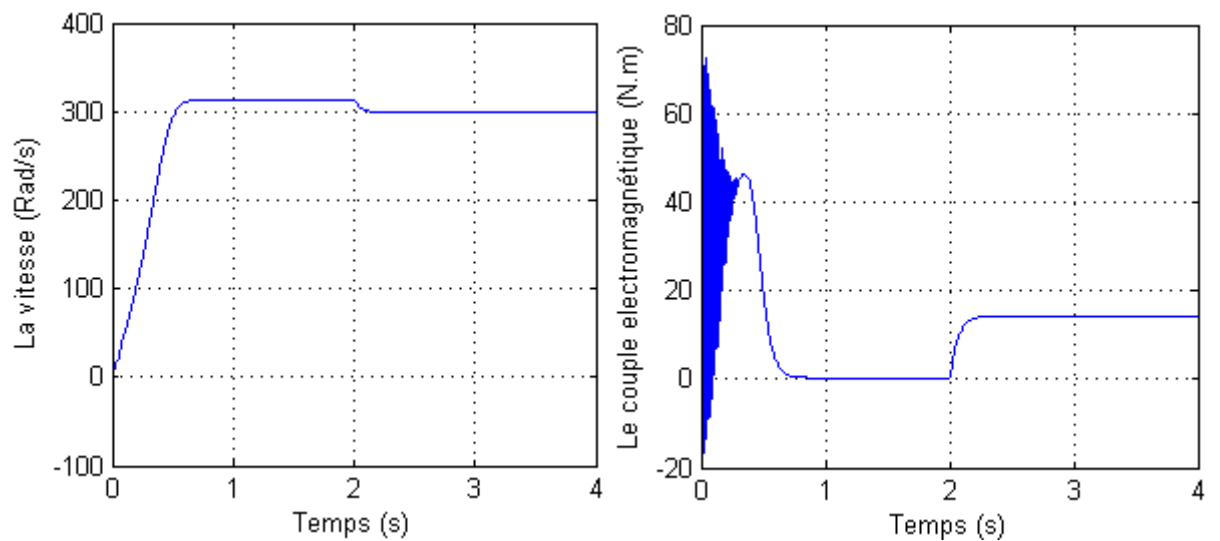


Figure (I.4.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

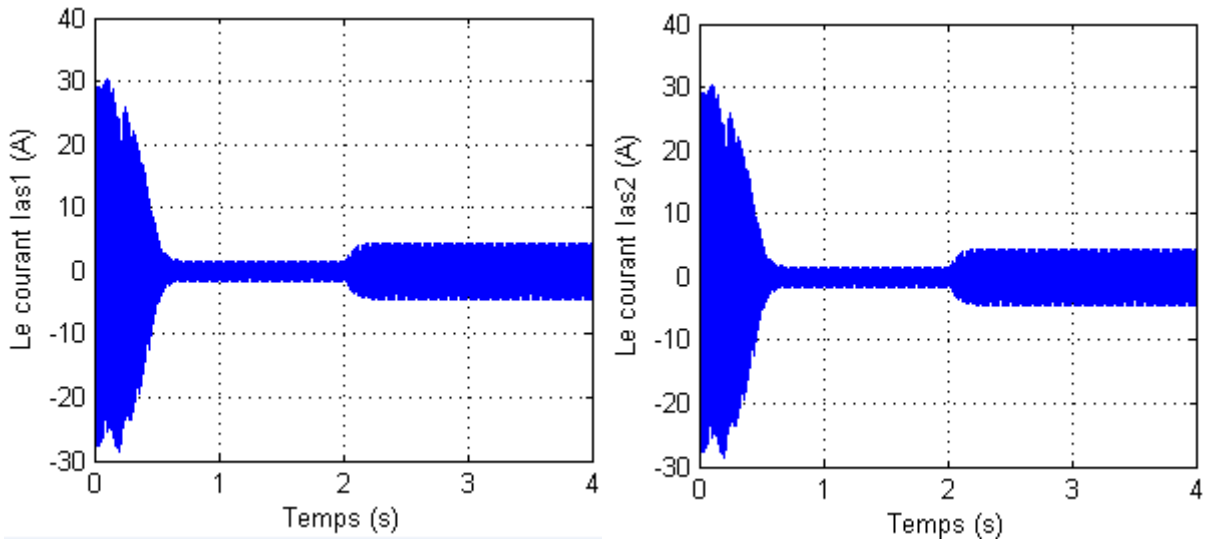


Figure (I.4.b): Réponse des composantes les courants i_{as1} et i_{as2}

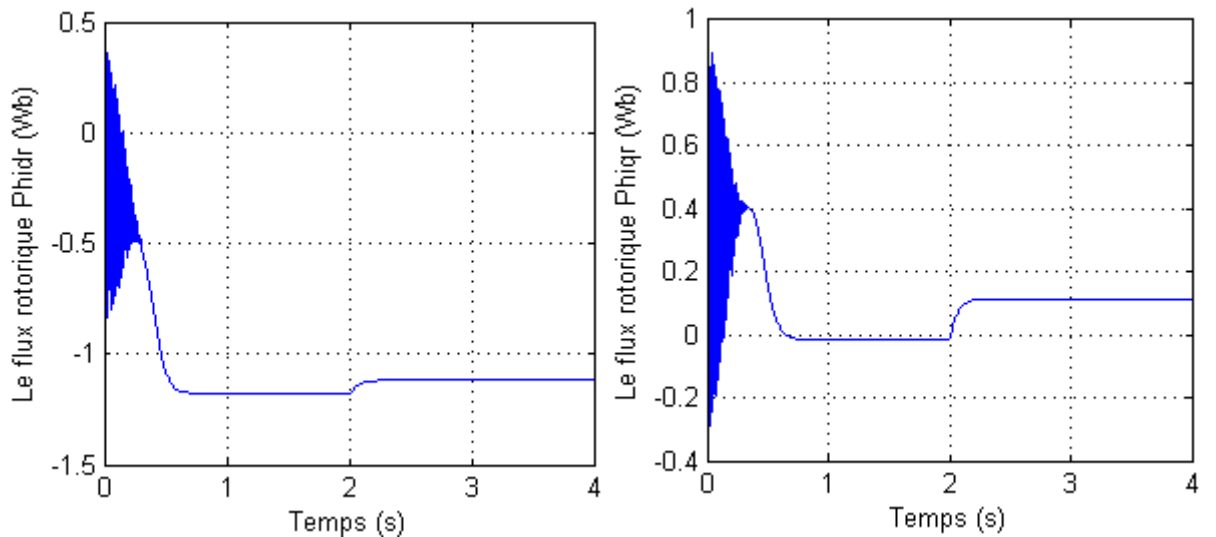


Figure (I.4.c) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (I.4): Réponse de la machine avec application de la charge ($C_r = 14$).

I.6.3. Interprétation des Résultats de simulation

- A vide :

Les performances de la conduite de la machine asynchrone double étoile en fonctionnement à vide montrent que :

La vitesse de rotation se stabilise presque à 314 rad/s après un régime transitoire d'environ 0.5s Figure (I.3.a).

Le couple électromagnétique présente au démarrage, un pic de 71 N.m et des oscillations, après ce régime le couple compense les pertes par frottement. La machine produit un couple de 0.31 N.m Figure (I.3.a).

Les courants statoriques i_{as1} et i_{as2} ont une forme sinusoïdale et de même amplitude (les deux étoiles de stator ont les mêmes paramètres ($R_{s1} = R_{s2}$ etc.)). Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants très importants, leur amplitude atteint la valeur $i_{as1} = i_{as2} = 30A$. Après le régime transitoire, les courants statoriques diminuent pour atteindre la valeur crête de 1.3A d'amplitude Figure (I.3.b).

Le flux ϕ_{dr} a des oscillations dans la zone négative et se stabilise à la valeur 1.18 Wb Figure (I.3.c), par contre le flux ϕ_{qr} a des oscillations presque dans la zone positive et tend vers une valeur nulle dans le régime établi Figure (I.3.c).

- En charge

En appliquant une charge à l'instant $t = 2$ s.

On constate les mêmes performances qu'au démarrage.

La vitesse de la rotation chute jusqu'à atteindre la valeur $\Omega = 300$ rad/s vitesse nominale Figure (I.4.a).

Le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 14.3 N.m Figure (I.4.a).

Le courant de l'étoile 1 i_{as1} atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide ; à l'insertion de la charge, le courant augmente et atteint une valeur crête 4.8 A Figure (I.4.b).

Le flux ϕ_{dr} lors de l'application de la charge, diminue de 1.18 Wb à 1.12 Wb en valeur absolue Figure (I.4.c), alors que le flux ϕ_{qr} augmente de 0 Wb à 0.15 Wb Figure (I.4.c).

Pour maintenir la vitesse de rotation constante indépendamment de la charge appliquée, on applique une commande particulière.

Le réglage de la vitesse du rotor de la MASDE se réalise logiquement par une action simultanée sur la fréquence et sur la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens à cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée.

I.7. Modélisation de l'Alimentation de la MASDE:

I.7.1. Introduction :

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, soit au niveau des convertisseurs statiques, permettent la réalisation d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables [9].

I.7.2. Modélisation de l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitude et fréquence variables à partir d'un réseau standard : 220/380v-50Hz [10].

Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base d'onduleurs de tension à fréquence variable.

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées. Ce dernier est constitué de trois branches où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires ; chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états

Avec $f_{ij} = 0$ Interrupteur ouvert.

$f_{ij} = 1$ Interrupteur fermé.

La Figure. (I.5) représente la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.

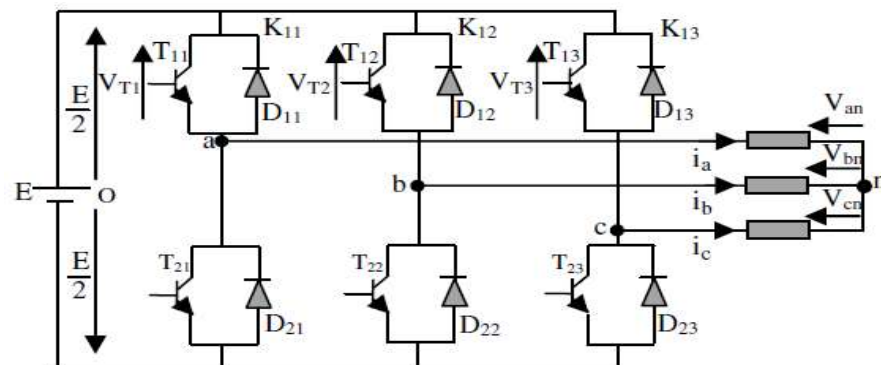


Figure. (I.5) : Schéma de principe de l'onduleur triphasé.

Les tensions au point neutre de la charge peuvent être données par l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

I.7.3. Stratégie de commande :

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et d'une tension de modulation triangulaire. [11].

Les six signaux de références sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} V_{sk1ref} &= V_m \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3] && \text{pour l'onduleur 1} \\ V_{sk2ref} &= V_m \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3 - \alpha] && \text{pour l'onduleur 2} \end{aligned} \quad (\text{I.34})$$

Avec : $k = a, b$ ou $c, j = 1, 2$ ou 3 .

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} [4\frac{t}{T_p} - 1] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} [-4\frac{t}{T_p} + 3] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

La commande MLI de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation "m" est égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = f / f_p$)
- Le coefficient de réglage en tension "r" est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = V_m / V_{pm}$).

La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de références avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur N°1 :

$$\begin{aligned} Si \quad V_{as1ref} &\geq V_p(t) && f_{11} = 1 \quad \text{sinon} \quad f_{11} = 0 \\ Si \quad V_{bs1ref} &\geq V_p(t) && f_{21} = 1 \quad \text{sinon} \quad f_{21} = 0 \\ Si \quad V_{cs1ref} &\geq V_p(t) && f_{31} = 1 \quad \text{sinon} \quad f_{31} = 0 \end{aligned} \quad (\text{I.36})$$

Pour l'onduleur N°2 :

$$\begin{aligned}
 Si \quad V_{as2ref} &\geq V_p(t) & f_{12} &= 1 & \text{sinon} & f_{12} &= 0 \\
 Si \quad V_{bs2ref} &\geq V_p(t) & f_{22} &= 1 & \text{sinon} & f_{22} &= 0 \\
 Si \quad V_{cs2ref} &\geq V_p(t) & f_{32} &= 1 & \text{sinon} & f_{32} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{I.37}$$

I.7.4. L'association MASDE avec onduleur de tension :

La Figure. (I.6) représente l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension Triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdales.

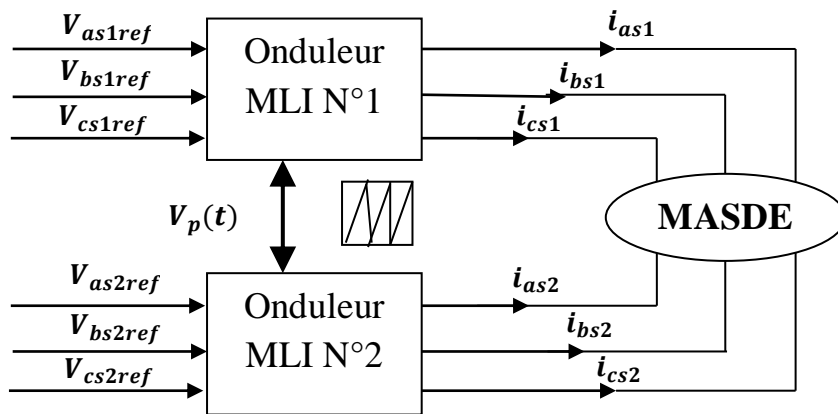


Figure. (I.6) : Association de la MASDE avec les deux onduleurs MLI.

I.7.5. Résultats de simulation :

La simulation numérique est effectuée pour l'indice de modulation $m = 21$ et le coefficient de réglage en tension $r = 0,8$. Le fonctionnement est en charge avec $C_r = 14 \text{ N.m}$.

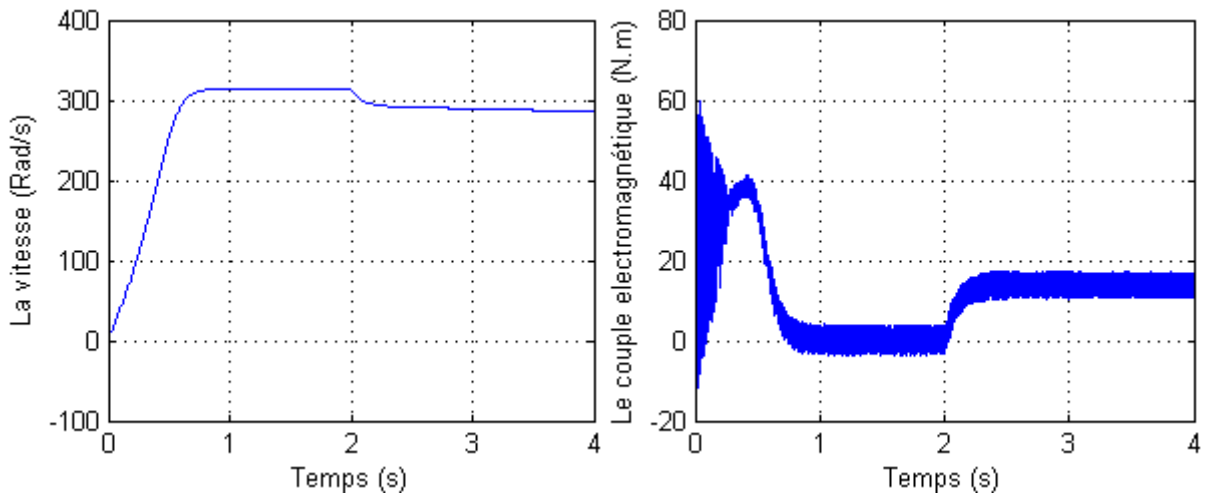


Figure (I.7.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

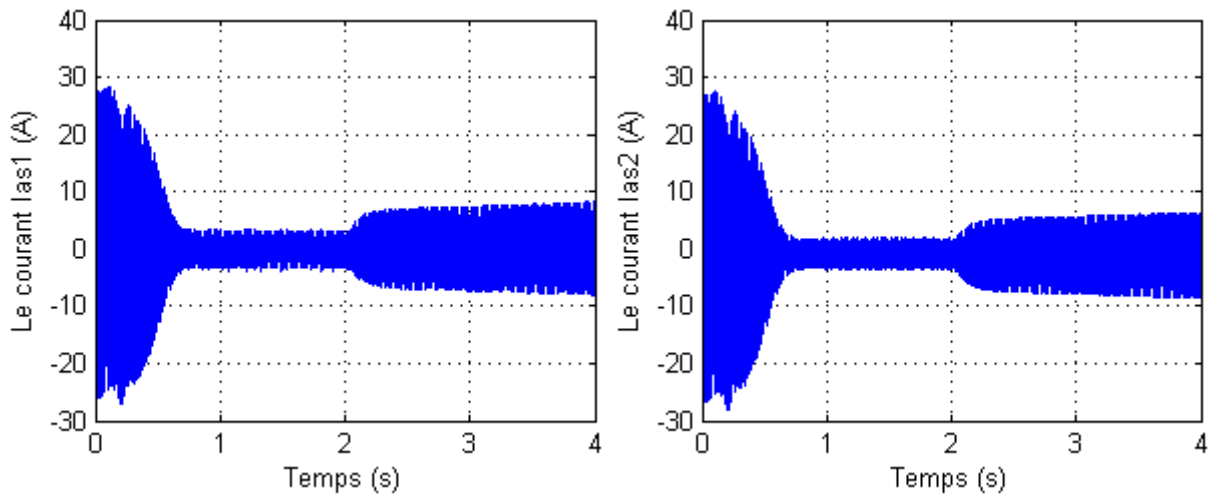


Figure (I.7.b): Réponse des composantes les courants $I_{as1}I_{as2}$.

Figure (I.7): Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.

I.7.6. Interprétations des résultats

Les résultats de simulation sont similaires aux résultats de la machine alimentée directement par un réseau triphasé, en termes de valeurs des différentes grandeurs (courant en charge, couple et vitesse en régime établi etc.), mais avec la présence d'harmoniques au niveau du courant i_{as1} , du couple électromagnétique, et au niveau des flux rotoriques d'axes d et q. Ces harmoniques sont dus à la présence des onduleurs de tension.

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone double étoile en utilisant la transformation de Park, de même que la modélisation de l'alimentation présentée par deux onduleurs de tension commandés par la stratégie MLI. Les résultats de simulation numérique montrent la nécessité de régler la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée. L'objectif de chapitre suivant est la régulation de vitesse par la commande vectorielle.

CHAPITRE II

Commande d'une MASDE par régulateur IP

II.1. Introduction

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle.

L'objectif de ce chapitre s'inscrit dans le fait de pouvoir appliquer ces techniques de commande à la machine asynchrone double étoile, en particulier la commande vectorielle pour régler la vitesse de la MASDE.

II.2. Principe de la Commande Vectorielle

Le principe de la commande vectorielle (ou commande par flux orienté) consiste à orienter une des composantes de flux statoriques, rotorique ou de l'entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse ω_s Figure. (II.1). Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone est la principale caractéristique de la commande vectorielle conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones (machine de papeterie, laminoirs, traction électrique etc.) supportant les perturbations de la charge [12].

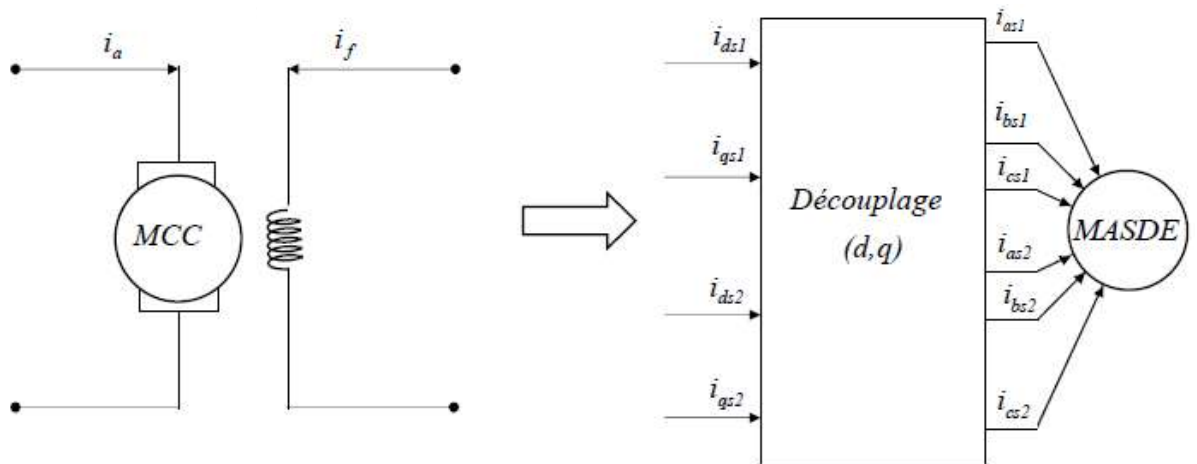


Figure. (II.1) : principe de la commande vectorielle

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit I_a contrôle le couple et le courant inducteur I_f contrôle le flux.

La relation du couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = K \phi I_a = K' I_a I_f \quad (\text{II.1})$$

Avec :

ϕ = Flux imposé par le courant d'excitation I_f .

I_a = Courant d'induit.

K, K' = Constantes.

II.3. Choix d'orientation du flux

La modélisation de la MASDE est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant « d, q », de ce fait, les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles.

- Orientation du flux rotorique :

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad \text{et} \quad \phi_{qr} = 0 \quad (\text{II.2})$$

- Orientation du flux statorique :

$$\phi_{ds} = \phi_s \quad \text{et} \quad \phi_{qs} = 0 \quad (\text{II.3})$$

- Orientation du flux d'entrefer :

$$\phi_{dm} = \phi_m \quad \text{et} \quad \phi_{qm} = 0 \quad (\text{II.4})$$

Beaucoup de chercheurs utilisent l'orientation du flux rotorique pour la commande de la machine électrique. Dans notre étude, nous avons opté pour la technique d'orientation du flux rotorique. Pour la machine asynchrone double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Dans l'expression du couple électromagnétique de la MASDE, (II.5), si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est-à-dire $\phi_{dr} = \phi_r$ et $\phi_{qr} = 0$

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (\text{II.5})$$

L'équation (II.5) devient :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_r] = k \phi_r i_{qs} \quad (\text{II.6})$$

$$\text{Avec : } k = P \frac{L_m}{L_m + L_r}; \quad i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}.$$

D'après l'équation (II.6) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. [13]

II.4. Méthodes de la Commande Vectorielle

Tous les travaux de recherche effectués sur le sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe a été initiée par F. Blaschke et la seconde connue sous le nom méthode indirecte a été introduite par K. Hasse.

II.4.1. Méthode direct

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement. Pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.
- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

II.4.2. Méthode indirect

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. La descriptive "méthode indirecte" signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

II.5. Régulation de la Vitesse par la Méthode Indirecte

Par l'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équations (I.28) devient:

$$\begin{aligned} i_{dr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_r - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} &= \frac{-L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

En remplaçant (II.7) dans (I.22) on trouve :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Avec : } \eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}; \quad \lambda_{1,2} = L_{1,2} + \eta L_r.$$

Et on a :

$$\begin{aligned} \phi_r^* &= L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} &= -\frac{\omega_{gl}^* \phi_r^*}{R_r} \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

En remplaçant (II.9) et la deuxième équation de (II.7) dans le système d'équations

(I.21) on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \\ V_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{(L_m + L_r)}{R_r};$$

On a :

$$\begin{aligned} i_{qs1}^* + i_{qs2}^* &= \frac{(L_m + L_r)}{pL_m\phi_r^*} C_{em}^* \\ \omega_{gl}^* &= -\frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)\phi_r^*} (i_{qs1}^* + i_{qs2}^*) \end{aligned} \quad (II.11)$$

Où, i_{qs1}^* et i_{qs2}^* sont des grandeurs des références soit des tensions, des courants et de pulsation statorique.

Dans le système d'équations (II.10), on prend les premières parties linéaires (II.12) et on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques pour faire un découplage parfait.

$$\begin{cases} V_{ds1l} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} \\ V_{qs1l} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} \\ V_{ds2l} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} \\ V_{qs2l} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} \end{cases} \quad (II.12)$$

Le système (II.12) montre que les tensions statoriques ($V_{ds1l}, V_{qs1l}, V_{ds2l}, V_{qs2l}$) sont directement reliées aux courants statoriques ($i_{ds1l}, i_{qs1l}, i_{ds2l}, i_{qs2l}$). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références ($V_{ds1}^*, V_{qs1}^*, V_{ds2}^*, V_{qs2}^*$) à flux constant sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = V_{ds1l} - V_{ds1c} \\ V_{qs1}^* = V_{qs1l} - V_{qs1c} \\ V_{ds2}^* = V_{ds2l} - V_{ds2c} \\ V_{qs2}^* = V_{qs2l} - V_{qs2c} \end{cases} \quad (II.13)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds1c} = \omega_s^* (L_{s1}i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs1c} = \omega_s^* (L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*) \\ V_{ds2c} = \omega_s^* (L_{s2}i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs2c} = \omega_s^* (L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*) \end{cases} \quad (II.14)$$

Les régulateurs des courants utilisés sont des régulateurs classiques de type PI dont la synthèse est la suivante :

II.5.1. Synthèse des régulateurs PI

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. La (Figure II.2) montre le schéma fonctionnel de régulation des courants, valable selon les deux axes d et q.

- Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée de la (Figure II.2) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{ds1}}{i_{ds1}^*} = \frac{K_{id1} + K_p S}{L_{s1} S^2 + (R_{s1} + K_{pd1}) S + K_{ids1}} \tag{II.15}$$

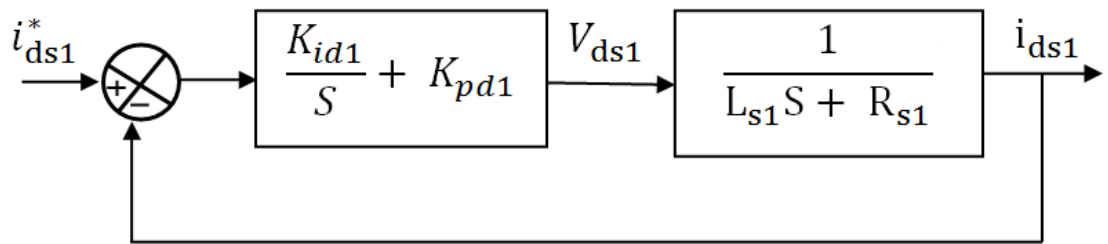


Figure. (II.2) : Schéma de régulation des courants.

En imposant une paire de pôles complexes conjugués $S_{1,2} = \rho_{d1} \pm j \rho_{d1}$, le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_{d1}S + 2\rho_{d1}^2 \tag{II.16}$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{aligned} K_{pd1} &= 2\rho_{d1}L_{s1} - R_{s1} \\ K_{id1} &= 2\rho_{d1}^2L_{s1} \end{aligned} \tag{II.17}$$

Même procédure de calcul des paramètres des régulateurs des courants i_{qs1}, i_{ds2} et i_{qs2} .

II.5.2. Régulateur de vitesse IP

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la (Figure II.3).

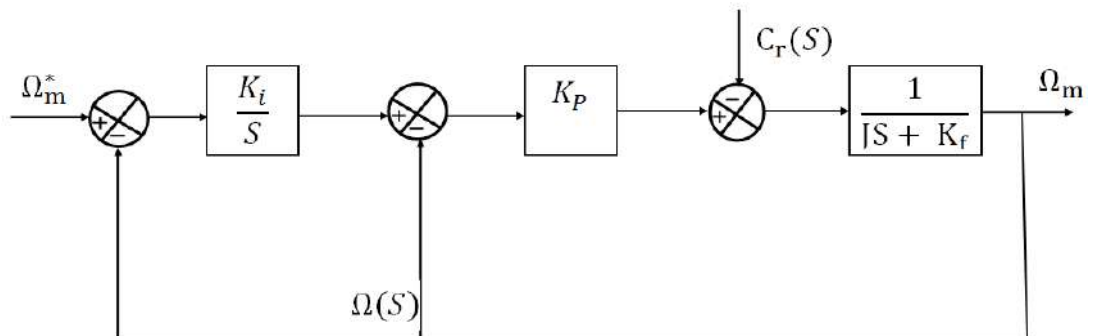


Figure. (II.3) : Schéma réduit de régulation de vitesse IP.

La fonction de transfert en boucle fermée de la (Figure II.3) est écrite comme suit :

$$\frac{\Omega_m(s)}{\Omega_m^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_p + K_f}{K_p K_i} s + \frac{J}{K_p K_i} s^2} \quad (\text{II.18})$$

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} s + \frac{J}{\omega_n^2} s^2} \quad (\text{II.19})$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur IP :

$$\begin{cases} K_p = 2J \varepsilon \omega_n - K_f \\ K_i = \frac{J \omega_n^2}{K_p} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

A partir des équations (II.9), (II.11), (II.12), (II.13) et (I.15), on obtient le schéma bloc de découplage en tension.

II.5.3. Bloc de découplage :

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale ϕ_r^n pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine Ω_m^n . Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

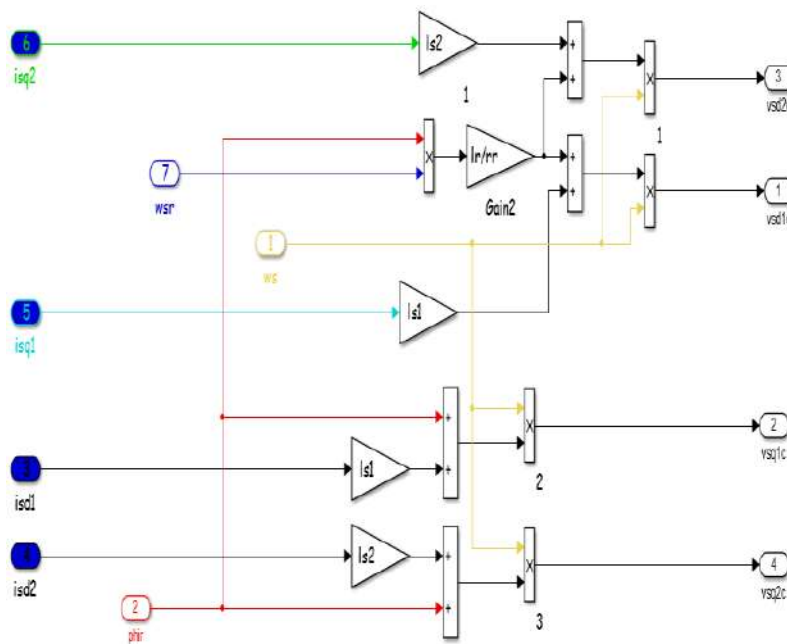


Figure. (II.4) : Bloc de découplage en tension

Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m \leq \Omega_m^n \\ \frac{\Omega_m^n}{\Omega_m} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m > \Omega_m^n \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par :

$$C_{em}^* = \begin{cases} C_{em}^* cal & \text{si } C_{em}^* cal \leq C_{em}^{\max} \\ C_{em}^{\max} sign(C_{em}^* cal) & \text{si } C_{em}^* cal > C_{em}^{\max} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la

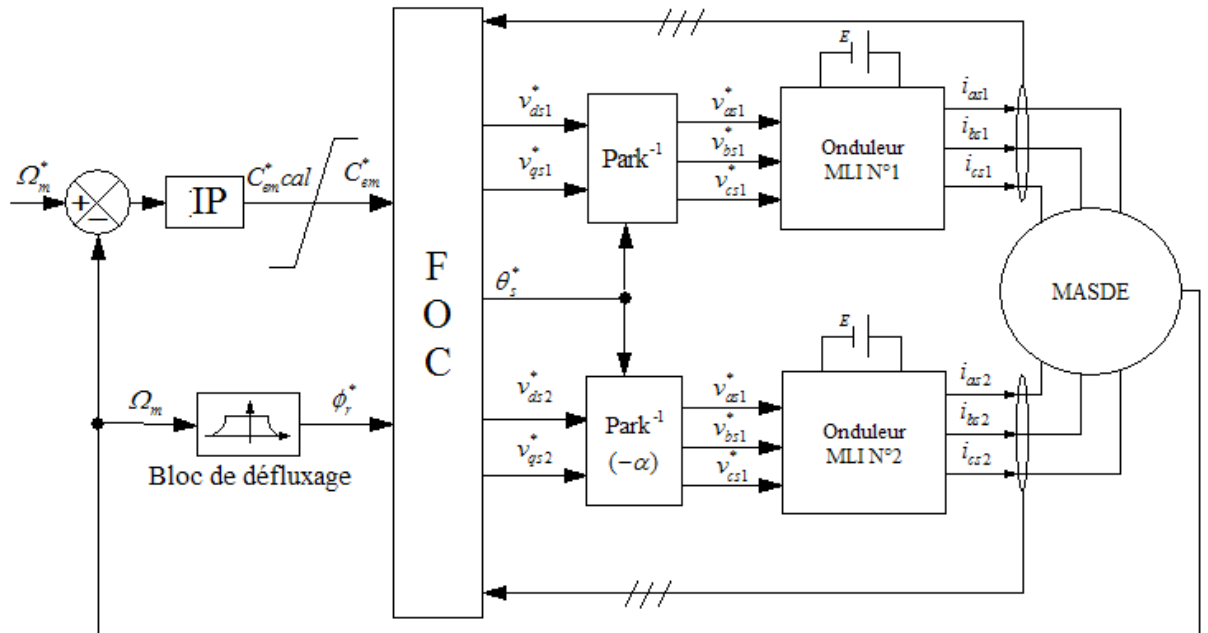


Figure. (II.5) : Commande vectorielle indirecte de la MASDE

II.6. Résultats de simulation :

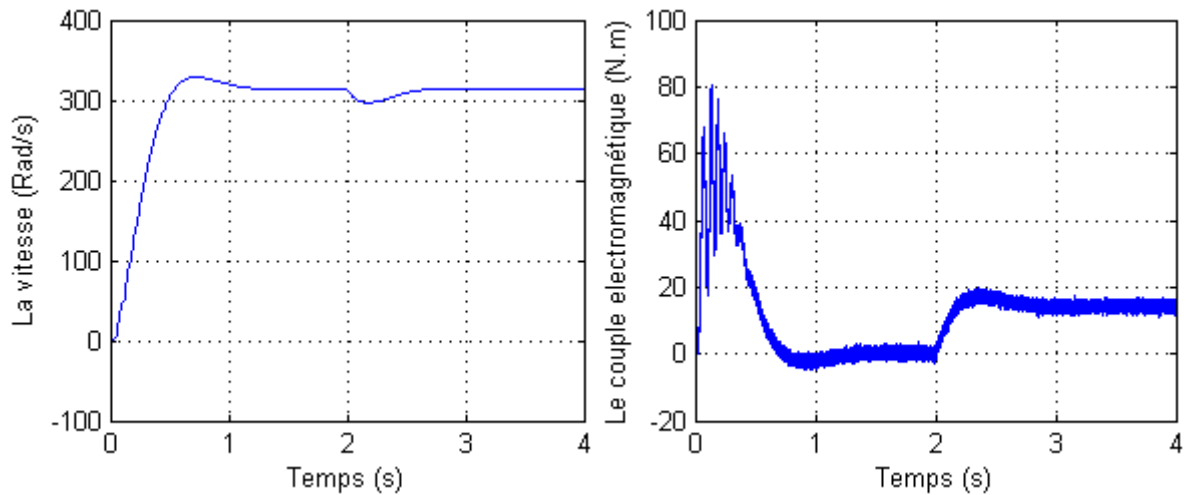


Figure (II.6.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

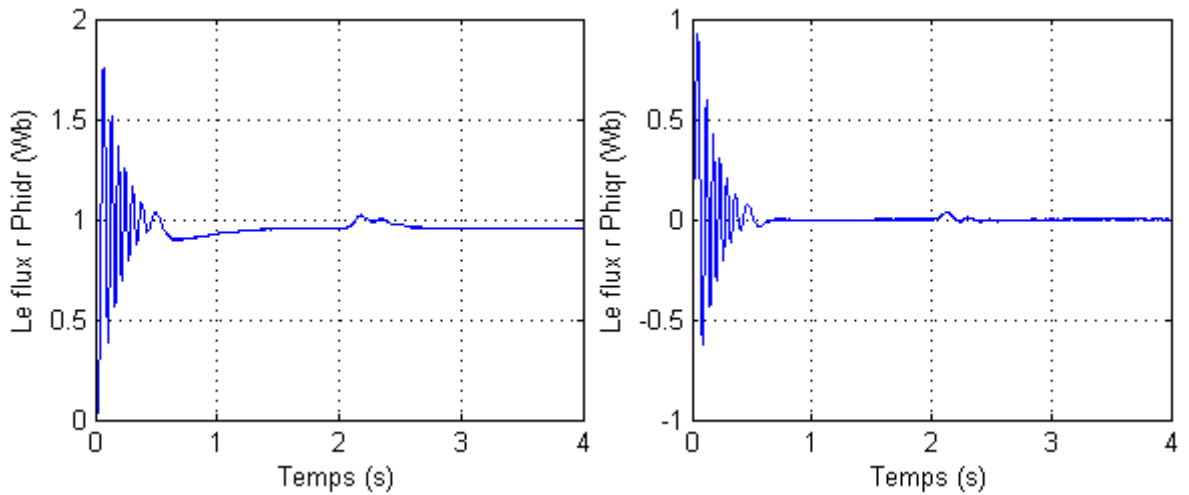
Figure (II.6.b) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure. (II.6): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par IP Classique lors de l'introduction d'un couple de charge de $C = 14$ (N.m) à l'instant $t=2$ (s).

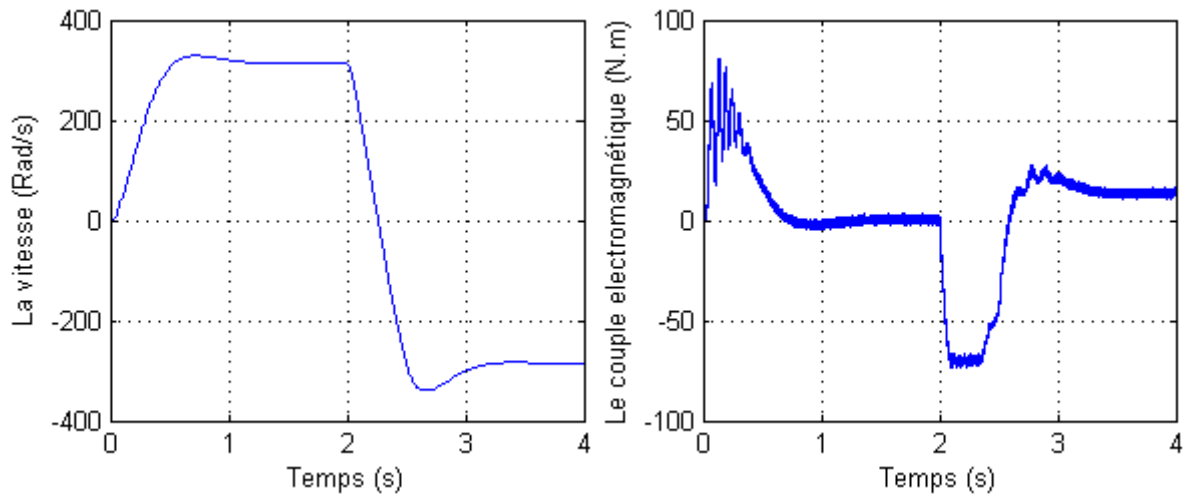


Figure (II.7.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

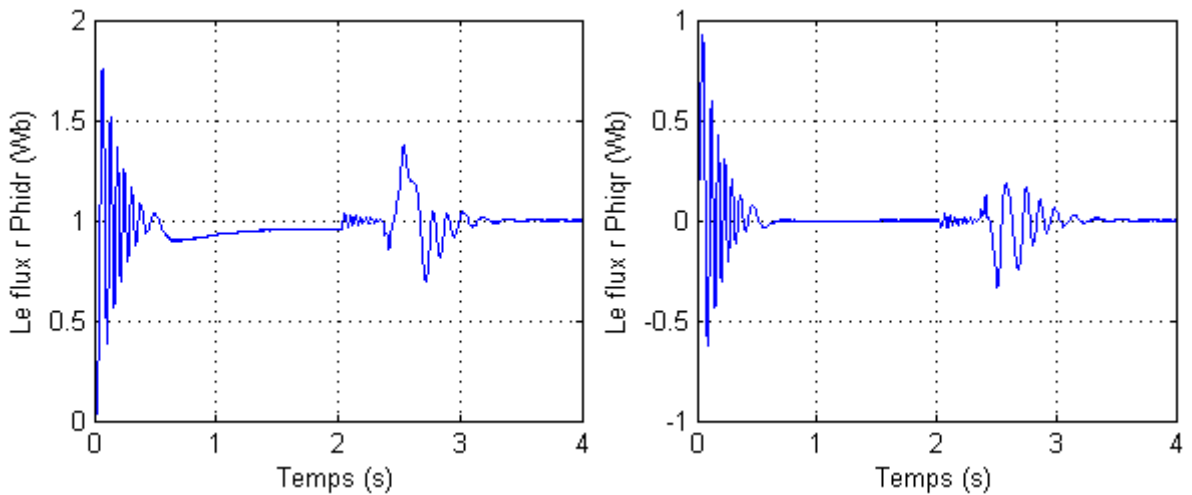


Figure (II.7.b) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure. (II.7): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par IP avec inversion du sens de rotation de (314 à -314) rad/s à l'instant $t=2s$.

Les performances de la commande indirecte avec régulation de vitesse de la MASDE ont été visualisées pour deux tests, le premier est la réponse à un échelon de vitesse de 314 rad/s avec l'application d'un couple de charge $C_r = 14N.m$ à $t = 2s$, le deuxième est la réponse à une inversion de vitesse 314 à -314 rad/s à l'instant $t = 2s$.

II.7. Interprétations des résultats :

Pour le premier test :

On remarque que l'allure de la vitesse à l'instant de l'application de la charge présente une chute rejetée rapidement, puis se stabilise à sa grandeur de référence, et le temps de réponse est rapide.

Ensuite le couple va se diminuer et puis le moteur va retourner à sa position initiale et cela est dû au rôle de la commande, Pour la variation du couple, on constate qu'il rejoint après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliquée.

Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.

Pour le deuxième test, on constate que :

On note que la vitesse suit sa consigne rapidement comparativement à l'IP classique et l'inversion du sens de rotation se fait avec de passement. D'autre part, le couple électromagnétique marque des pics, pendant le changement de consigne et l'inversion du sens de rotation. Ces pics sont Presque égaux à ceux marqués dans le cas du démarrage.

II.8. Tests de robustesse

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler, on testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MASDE, en faisant varier la résistance rotorique R_r ainsi que le moment d'inertie J par rapport à leurs valeurs nominales.

II.9. Résultats de simulation

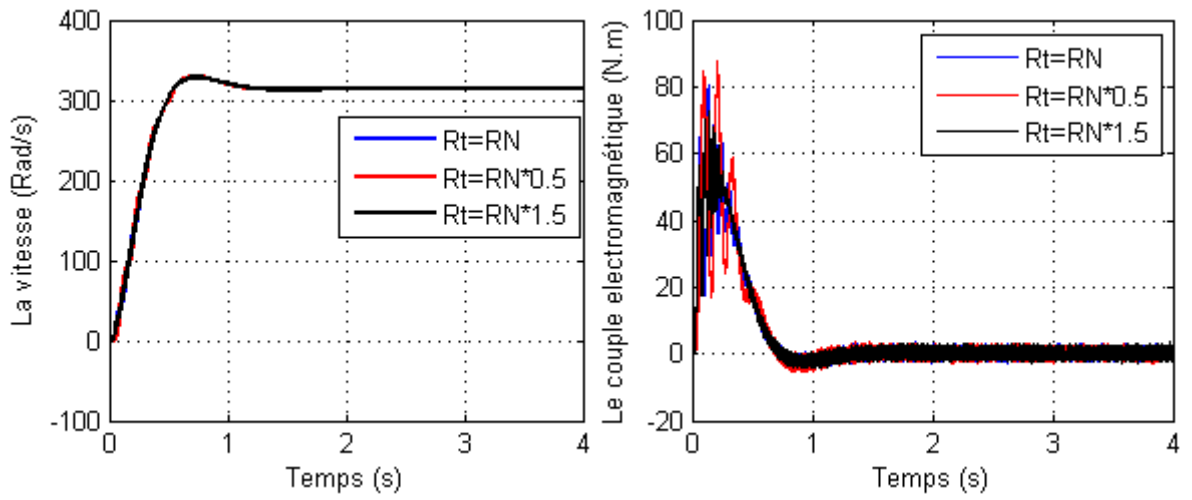


Figure (II.8.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

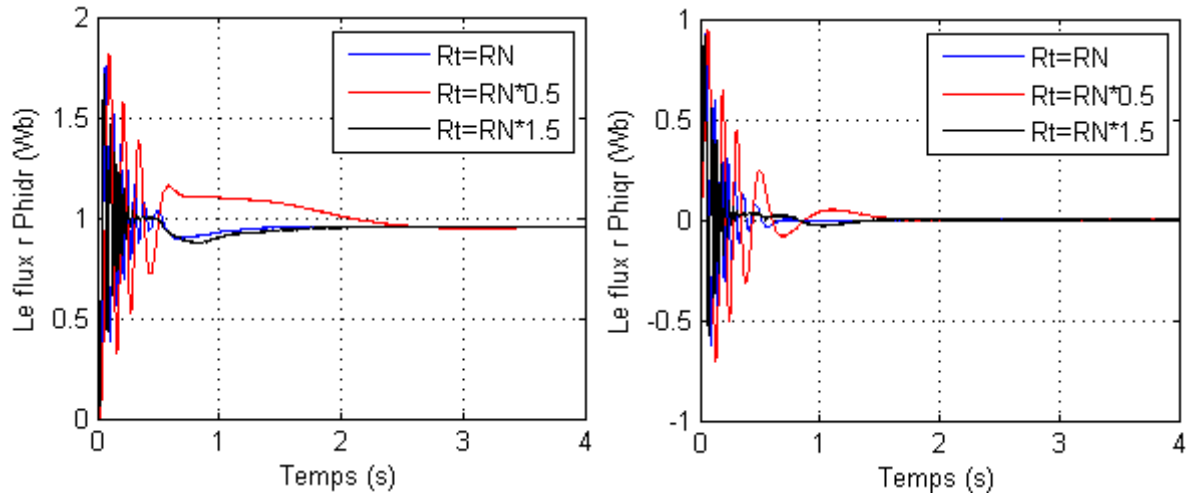


Figure (II.8.b) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (II.8) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

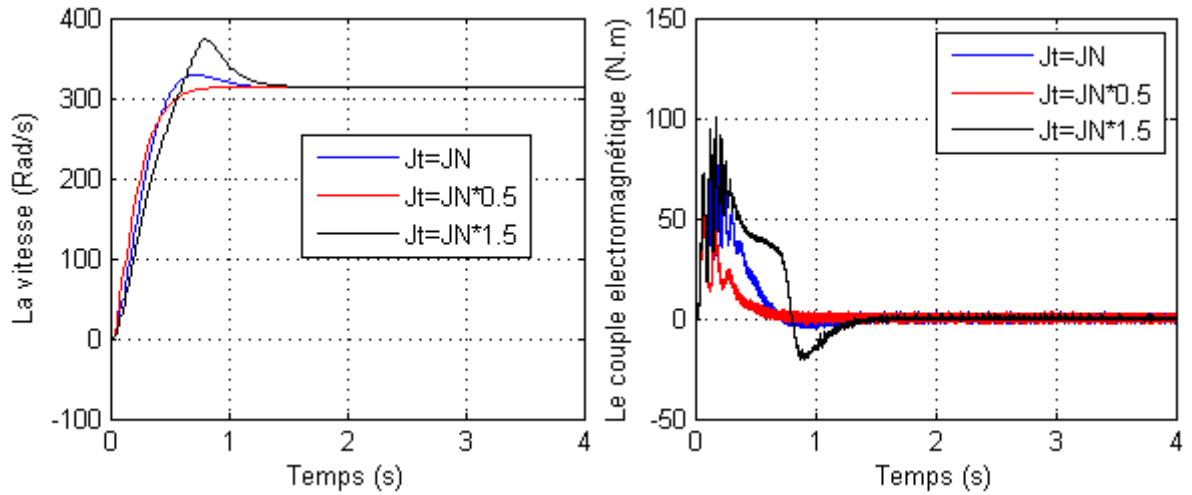


Figure (II.9.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

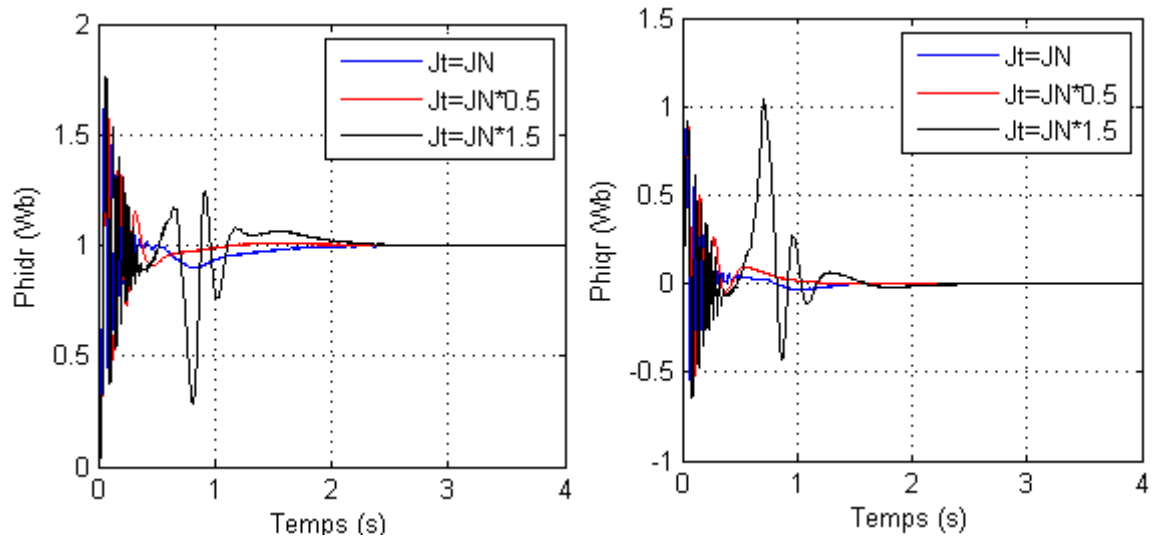


Figure (II.9.b) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure. (II.9) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment d'inertie

II.10. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la commande par orientation du flux rotorique de la MASDE, l'objectif était la régulation de la vitesse. Pour cela, on a appliqué la méthode indirecte de la commande vectorielle, la connaissance de module et de position de flux, sont indispensables dans cette méthode.

Les résultats de simulation montrent la sensibilité de la régulation par IP à la variation du moment d'inertie et de la résistance rotorique, on constate que l'orientation est affectée un petit peu, et le temps d'inversion du sens de rotation est augmenté.

CHAPITRE III

Commande d'une MASDE Par régulateur floue

III.1. Introduction

Les systèmes flous appartiennent à la classe des "systèmes à base de connaissance". Leur but principal consiste à implémenter un savoir-faire humain, ou des règles heuristiques, sous forme d'un programme informatique. La logique floue fournit un formalisme mathématique pour réaliser ce but. Les régulateurs flous modélisent l'expérience humaine sous forme de règles linguistiques "*Si, ..., Alors*". Avec le développement des calculateurs numériques, les automaticiens commencent à s'intéresser aux nouvelles approches de commande telles que la commande adaptative, la commande prédictive, la commande robuste, ainsi que les techniques basées sur l'intelligence artificielle. Parmi ces dernières ; la commande par logique floue. Cette commande est à l'heure actuelle une des préoccupations des chercheurs dans le monde [14].

Dans ce chapitre, on va présenter quelques concepts de base sur la logique floue, ainsi on va décrire les notions générales et l'architecture d'une commande floue.

Dans la deuxième partie on appliquera cette commande pour le réglage de vitesse du MASDE à flux rotorique orienté. Les performances de ce réglage seront montrées par des résultats de simulation, et les tests de robustesse seront aussi effectués.

III.2. Historique De La Logique Floue

III.2.1. Apparition de la logique floue

Le terme d'ensemble flou apparaît pour la première fois en 1965 lorsque le professeur Lotfi A. Zadeh, de l'université de Berkeley aux USA, publie un article intitulé « Ensembles flous » (Fuzzy sets). Il a réalisé depuis de nombreuses avancées théoriques majeures dans le domaine et a été rapidement accompagné par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques [15].

III.2.2. Premières applications

Parallèlement, certains chercheurs se sont penchés sur la résolution par logique floue de problèmes réputés difficiles. Ainsi en 1975, le professeur Mamdani à Londres développe une stratégie pour le contrôle des procédés et présente les résultats très encourageants qu'il a obtenus sur la conduite d'un moteur à vapeur. En 1978, la société danoise F.L.Smidth réalise le contrôle d'un four à ciment. C'est là la première véritable application industrielle de la logique floue. [15]

III.2.3. Essor

C'est au Japon, où la recherche n'est pas seulement théorique mais également très applicative, que la logique floue connaît son véritable essor. A la fin des années 1980, c'est d'un véritable boum qu'il faut parler.

Les produits grand public, machines à laver, appareils photographiques et autres caméscopes estampillés « fuzzy logic » ne se comptent plus. Dans l'industrie, le traitement des eaux, les grues portuaires, les métros, les systèmes de ventilation et de climatisation sont touchés. Enfin, des applications existent dans des domaines très différents tels que la finance ou le diagnostic médical.

A partir de 1990, c'est en Allemagne que des applications apparaissent en grand nombre ainsi qu'à une moindre échelle aux USA.

Enfin en France, la logique floue devient aujourd'hui une réalité [15].

III.3. L'utilisation de la logique floue

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [16]:

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...);
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.);
- Systèmes autonomes mobiles;
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...);
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet;
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules;
- Robotique : Contrôle de la place et organisation de chemin.
- Système de décision, diagnostic, reconnaissance.
- Systèmes de conditionnement d'ambiance.

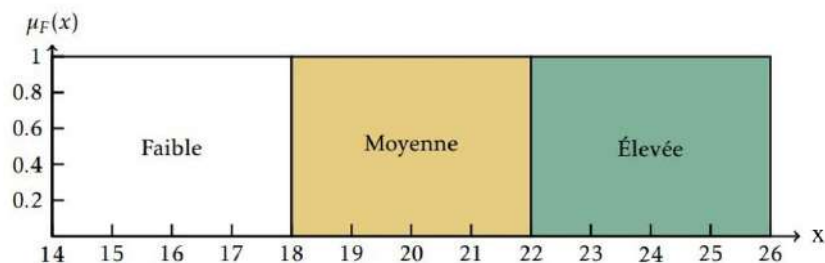
III.4. Principe de la logique floue

Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système.

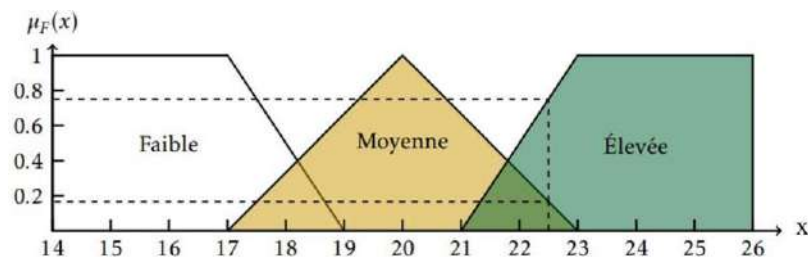
Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base. Dans ce qui suit, on ne retiendra que les éléments indispensables à la compréhension du principe du réglage par logique floue.

Afin de mettre en évidence le principe de la logique flou, on présente deux exemples de représentation de la température, une en logique classique, et l'autre en logique floue la Figure (III.1). Selon cette figure, en logique classique, une température de 22.5° est considérée comme "élevée".

En logique floue, une température de 22.5° appartient au groupe "moyenne" avec un degré d'appartenance de 0.167, et appartient au groupe "élevée" avec un degré d'appartenance de 0.75, (et au groupe "faible" avec un degré d'appartenance de 0) [17].



a) Représentation classique.



b) Représentation floue.

Figure. (III.1) : Comparaison de l'appartenance de la température en logique classique vs la logique floue.

III.5. Concept de base de la logique floue

Les différentes notions outils employés pour la synthèse, le traitement et la manipulation des systèmes à base de règles floues s'appuient sur le concept du raisonnement approché défini dans la théorie de la logique floue. Ainsi, la modélisation ou l'identification dite «floue» est une pure démarche de caractérisation de la dynamique de processus qui vise à construire ou à développer des modèles de représentation autorisant la manipulation d'incertitude, d'imprécisions et même d'incomplétudes. On introduit brièvement dans la suite certaines définitions et notions manipulées en logique floue.

III.5.1. Logique classique et logique floue

Dans la logique classique, les variables gérées sont Booléennes. C'est à dire qu'elles ne prennent que deux valeurs 0 ou 1. La logique floue a pour but de raisonner à partir de connaissances imparfaites qui opposent résistance à la logique classique. Pour cela la logique floue se propose de remplacer les variables booléennes par des variables flous [18].

III.5.2. Sous ensemble flou

Cette section présente les propriétés de base des ensembles nets et des ensembles flous. Les ensembles nets, dits aussi classiques ou ordinaires, sont caractérisés par des fonctions caractéristiques. Les ensembles flous, qui sont une généralisation des ensembles nets, sont caractérisés par des fonctions d'appartenance.

Ensemble net : Un ensemble est une collection d'objet. Un ensemble net A sur un référentiel X (dit aussi univers de discours) est une collection d'éléments de l'univers de discours, tel que chaque élément $x \in X$ appartient à 100% à A , ou n'appartient pas à 100% à A . Ceci peut être mieux décrit par une fonction caractéristique donnée par :

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

Notons que l'univers de discours et lui-même un ensemble net, sa fonction caractéristique k_X , a la valeur 1 pour tous les éléments de X .

Ensemble floue : La notion d'ensemble flou provient du constat que « très souvent, les classes d'objets rencontrés dans le monde physique ne possèdent pas de critères d'appartenance bien définis ». Mathématiquement, un ensemble flou A est défini sur un univers de discours X , par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui prend ces valeurs dans l'intervalle $[0,1]$. Cette fonction donne le degré d'appartenance de chaque élément $x \in X$ à A . En fait, un élément de l'univers de discours peut être entièrement ou partiellement membre

de l'ensemble. Un ensemble flou peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées

$$A = \{(x, \mu_A(x)) \mid x \in X\} \tag{III.2}$$

D'autres représentations sont possibles. Par exemple, si X est discret, A est représenté par :

$$A = \sum_{x \in X} \mu_A(x) / x \tag{III.3}$$

Et si X est continu, A est représenté comme suit :

$$A = \int_x \mu_A(x) / x \tag{III.4}$$

III.5.3. Caractéristiques d'un sous ensemble flou

On peut décrire les caractéristiques d'une fonction d'appartenance qui représente un sous-ensemble A sur un univers de discours U par [41] :

- Son Support : $\text{Support}(A) = \{x \in U / \mu_A(x) \neq 0\}$.
- Sa Hauteur : $\text{Hauteur} = \sup\{\mu_A(x)\}$.
- Son Noyau : $\text{Noyau}(A) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\}$.

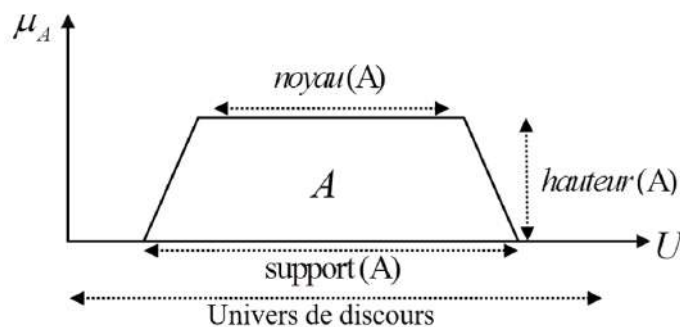


Figure. (III.2) : Représentation d'un sous-ensemble flou

III.5.4. Variable linguistique

Les variables linguistiques (des mots ou des phrases dans un langage naturel ou artificiel) sont des variables non numériques sert à modéliser les connaissances imprécises ou vagues d'une variable dont sa valeur précise peut être inconnue. En général, les états ou les situations des phénomènes ou des procédés sont décrits par des expressions (expressions floues).

La variable linguistique est caractérisée par son nom, par son ensemble de valeurs (termes) linguistiques, par son univers de discours et ses fonctions d'appartenance $(x, T(x), U)$.

Dans lequel x est le nom de la variable linguistique (x) l'ensemble des valeurs linguistiques et U l'univers de discours. La figure (III.3) illustre un exemple de variable linguistique «vitesse» avec trois termes linguistiques : « petite, moyenne et grande » [19].

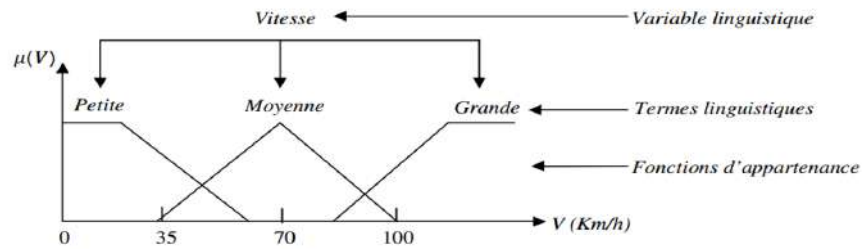


Figure. (III.3) : Variable linguistique

III.5.5. Fonction d'appartenance

Pour faciliter le traitement numérique et l'utilisation des ensembles flous, il est nécessaire de donner une description mathématique aux fonctions d'appartenance. Pour des raisons de simplicité, les fonctions d'appartenance ci-dessous sont les plus souvent utilisées : [20].

Tableau (III.1) : Les différents types de la fonction d'appartenance

Fonction	Modèle Mathématique	Forme
Triangulaire	$F(x; a, b, c) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right)$	
Gaussienne	$F(x; \sigma, a) = \exp\left(-\left(\frac{x-a}{\sigma}\right)^2\right)$	
Sigmoïde	$F(x; a, c) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x - c))}$	
Trapézoïdale	$F(x; a, b, c, d) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right)$	

III.5.6. Règles floues

Une règle floue est une relation entre deux propositions floues ayant chacune un rôle particulier, par exemple :

$$R : \text{Si } x \text{ est } A \text{ Alors } y \text{ est } B$$

où la première proposition (x est A) est appelée prémisse de la règle alors que la seconde proposition (y est B) la conclusion [21]

III.5.7. Degré de vérité

Le degré de vérité, ou encore **le degré d'activation**, d'une règle prend une valeur comprise entre 0 et 1 déduite des degrés d'appartenance des prémisses de la règle. Il influe directement sur la valeur des conclusions de cette même règle [21].

III.6. Commande par logique floue

III.6.1. Structure d'un réglage par logique floue

Le contrôleur par logique flou est chargé de calculer à chaque instant la commande réelle U (non flou) à appliquer au système afin de réaliser l'objectif de contrôle qui est l'annulation de l'erreur de réglage $e = y - r$ (la sortie mesurée-la référence) .

Les entrées de réglage sont en général :

- La valeur réelle de l'erreur e .
- La dérivée de l'erreur de .

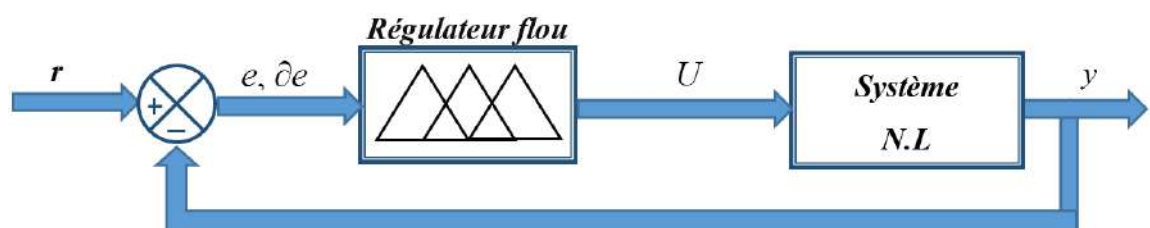


Figure. (III.4) : Structure d'un réglage par logique floue.

III.6.2. Structure d'un régulateur flou

La commande floue a pour but de traiter des problèmes de commande de processus à partir uniquement de connaissances de comportement que les spécialistes du procédé doivent formuler sous forme linguistique (floue). Le régulateur flou se compose de quatre éléments de base suivants figure (III.5) :

- Interface de fuzzification.
- Base de connaissances.

- Moteur d'inférence flou.
- Interface de défuzzification.

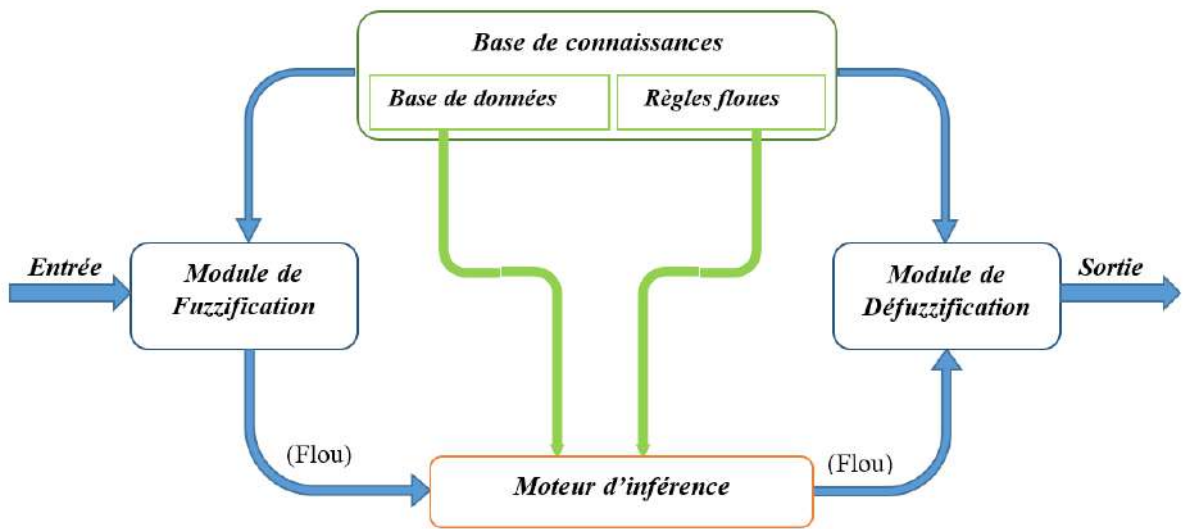


Figure. (III.5) : Structure de base d'un régulateur flou.

III.6.2.1. Fuzzification

La première étape, appelée fuzzification, consiste à attribuer à la valeur numérique de chaque entrée au temps t sa fonction d'appartenance à chacune des classes préalablement définies, donc à transformer l'entrée réelle en un sous ensemble flou.

Pour illustrer le mécanisme de la fuzzification, nous allons donner un exemple en fixant comme valeur d'entrée $K_e = 0.45$. Le résultat de la fuzzification sera présenté sur la figure

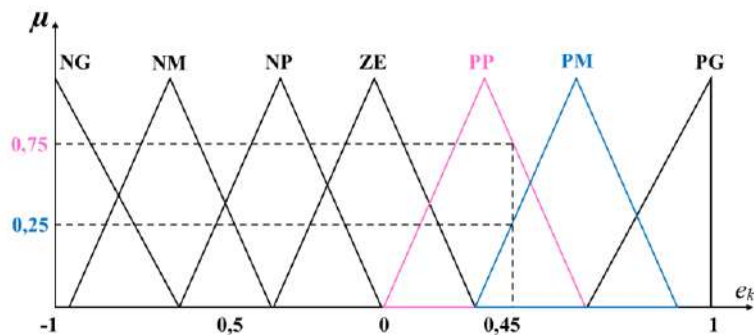


Figure. (III.6) : Exemple de fuzzification.

III.6.2.2. Moteur d'inférence flou

C'est un mécanisme de décision. Il permet à partir d'un fait observé de la base des règles floues une décision en exploitant le raisonnement approximatif. Dans les inférences de régulateur par logique floue interviennent les opérateurs ET et OU. L'opérateur ET s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle tandis que l'opérateur OU lie les différentes règles.

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser ces opérateurs dans une inférence et qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance à savoir [22] :

III.6.2.2.A. Méthode d'inférence Max-Min

La méthode d'inférence «max-min» est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur « OU » par la formation du maximum et l'opérateur « ET » par la formation du minimum.et l'implication « ALORS» est réalisée par la formation du minimum [23].

III.6.2.2.B. Méthode d'inférence Max-Prod

La méthode d'inférence « max-produit » est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur « OU » par la formation du maximum et l'opérateur « ET » par la formation du produit, et l'implication « ALORS» est réalisée par la formation du produit [23].

III.6.2.2.C. Méthode d'inférence Somme-Prod

Par opposition aux méthodes d'inférence précédentes, la méthode d'inférence somme-prod réalise, au niveau de la condition, l'opérateur « OU » par la formation de la somme (valeur moyenne), et l'opérateur « ET » par la formation du produit. Pour la conclusion, l'opérateur « ALORS » est réalisé par un produit [23].

III.6.2.3. Base de connaissances

La conception d'une base de connaissances représente la phase dans la conception des systèmes experts. Elle comprend la base de données et la base des règles floues.

III.6.2.3.A. La base de données

Contient la définition des ensembles flous, les facteurs d'échelle pour la normalisation des ensembles de référence et la partition de l'espace flou d'entrée et sortie.

III.6.2.3.B. La base des règles floues

Elle contient des règles floues décrivant le comportement du système ; Ces règles peuvent être fournies par un expert ou peuvent être extraites de données numériques. Dans les deux cas, les règles prennent la forme «Si prémisse Alors conclusion».

$$Si \underbrace{(X_1 A_1) \text{ et } (X_2 \text{ et } A_2)}_{\text{Prémisse}} \text{ ALORS } \underbrace{(Y \text{ et } B)}_{\text{Conclusion}} \quad (\text{III.5})$$

Il y a plusieurs formes de Si.... . . Alors la forme générale est : Si (un ensemble de conditions est satisfait) Alors (un ensemble de conséquences peut être exécuté) [24].

III.6.2.4. Défuzzification

Elle convertit l'ensemble flou résultant de l'agrégation en une seule valeur réelle dans le but de donner plus de certitude à la sortie du système d'inférence flou. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette opération, parmi lesquelles nous citons :

III.6.2.4.A. La méthode du maximum

Elle consiste à ne prendre en compte que les valeurs possédant un degré maximum d'appartenance à l'ensemble flou agrégé. Cette technique est simple à appliquer, mais peu employée étant donné qu'elle est basée sur l'opérateur maximum qui privilégie une seule règle parmi celles qui sont présentes.

$$u = \max(h_A(x), h_B(x))$$

Avec h la sortie du système flou, c'est-à-dire, la valeur numérique de la sortie floue [25].

III.6.2.4.B. La méthode de la moyenne pondérée

(Méthode des hauteurs pondérées ou méthode de la moyenne des maximums) : Celle-ci considère comme valeur de sortie la moyenne des valeurs préconisées par chaque règle et pondérées par leur degré respectif de validité.

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n h_A(x_i) * x_i}{\sum_{i=1}^n h_A(x_i)} \quad (\text{III.6})$$

III.6.2.4.C. La méthode du centre de gravité :

Cette méthode, génère le centre de gravité de la surface engendrée par la fonction d'appartenance de l'ensemble flou agrégé. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation suivante [26] :

$$\text{Cas discret : } u^* = \frac{\sum_{i=1}^l u_i \cdot \mu_u(u_i)}{\sum_{i=1}^l \mu_u(u)} \quad (\text{III.7})$$

l : Le nombre de niveaux de quantification de la sortie du contrôleur flou.

$$\text{Cas continu : } u^* = \frac{\int u \cdot \mu_u(u) du}{\int_u \mu_u(u) du} \quad (\text{III.8})$$

III.7. Différent types de régulateurs flous

Ils existent deux types de régulateurs flous :

III.7.1. Régulateur flou de type Mamdani

Dans ce type, les prémisses et les conclusions des règles sont symboliques ou linguistiques.

Cette méthode se base sur l'utilisation de l'opérateur min pour l'implication floue et l'opérateur max pour l'agrégation des règles. La sortie nécessite l'utilisation d'une méthode de défuzzification qui est généralement le centre de gravité. Une autre variante du modèle de Mamdani consiste à remplacer l'opérateur min de l'implication floue par le produit algébrique [55]. Dans ce type les règles floues If-Then (SiAlors) sont écrites sous la forme suivante:

$$\text{Règle } i : \square \text{ Si } z_1(t) \text{ est } F_1^i \text{ et ... et } z_p(t) \text{ est } F_p^i \text{ Alors } y \text{ est } B_i \square \quad (\text{III.9})$$

Les principaux avantages de ce type sont : h

- La simplicité de la représentation des règles floues. h
- La flexibilité d'implémentation et utilisation ; du point de vue du grand nombre de choix des opérations appropriées en modèle flou [27].

L'inconvénient de ce modèle est le grand nombre des règles floues utilisées pour représenter un système non-linéaire complexe.

III.7.2. Régulateur flou de type Takagi-Sugeno (T-S)

Dans ce régulateur, des règles floues de type Sugeno sont utilisées. En effet, les conclusions des règles floues sont des polynômes ou des équations linéaires, statiques ou dynamiques.

L'implication floue est réalisée par l'opérateur min ou par le produit algébrique.

La sortie finale est égale à la moyenne pondérée des conclusions des règles [28].

Donc l'avantage de modèle flou T-S est la flexibilité, la simplicité et l'efficacité de représenter les processus non-linéaires complexes par un nombre très réduit des règles floues, par rapport au modèle flou de Mamdani [29].

III.8. Avantages et Inconvénients du réglage par logique floue

III.8.1. Les Avantages

- Pas besoin de modèle mathématique.
- Possibilité d'implémenter des connaissances linguistiques.
- Maîtrise de systèmes à régler avec un comportement complexe.
- Disponibilité des systèmes de développement efficaces, soit pour microprocesseur ou PC « Solution logiciel », soit pour les circuits intégrés (processeurs dédiés, fuzzy processors), « Solution matérielle » [30].

III.8.2. Les Inconvénients

- Manque de directives précises pour la conception d'un réglage.
- Les règles doivent être disponibles.
- Approche artisanale et non systématique.
- Aucune méthode formelle pour l'ajustement [30].

III.9. Commande de la MASDE par logique floue

Comme dans le cas de la commande par des régulateurs classiques, nous avons introduit un régulateur flou de la vitesse de rotation. Les variables floues que nous avons utilisés sont l'erreur entre la valeur réelle et la valeur de consigne en plus de dérivé de cette erreur.

Nous allons suivre les étapes d'application de la commande à base de la logique floue

III.9.1. Le régulateur de la vitesse

La vitesse de référence ω_r^* est imposée par un opérateur externe, l'entrée de régulateur est la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée ω_r^* , la sortie du régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e^* que la machine doit développer. A flux constant, le couple est proportionnel au courant i_{sq}^* de référence. Donc le courant i_{sq}^* est l'image du C_e^* .

La structure du régulateur est alors la même qu'un régulateur de type IP, avec comme entrée la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée et en sortie le courant de référence i_{sq}^* .

La Figure (I) présente le schéma de principe du régulateur flou (FLC, fuzzy logique

Controller) appliqué pour notre système de commande. Ce schéma est réalisé en se basant sur l'idée proposée par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie.

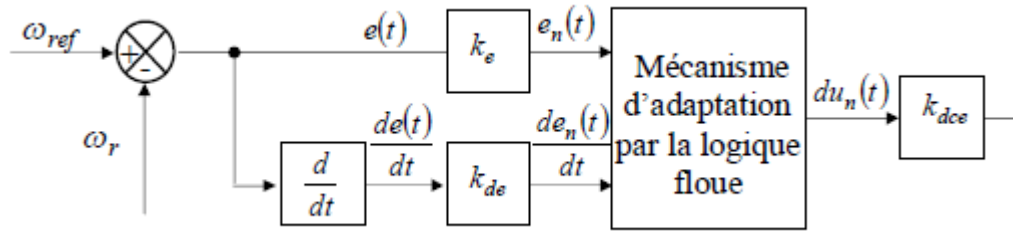


Figure. (III.7) : Architecture d'une commande floue.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

- L'erreur de vitesse notée e est définie par :

$$e = \omega_r^* - \omega_r \tag{III.10}$$

- La variation de l'erreur de vitesse notée de est définie par :

$$D_e = \frac{E(t+1) - E(t)}{\Delta t} \tag{III.11}$$

Avec :

K_e et Kd_e sont les facteurs d'échelle (normalisation). Nous faisons varier ces facteurs jusqu'à ce qu'on puisse avoir un phénomène transitoire de réglage convenable. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande.

III.9.2. Fuzzification

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous.

L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en cinq ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négatif grand noté NG; - Positif grand noté PG ;
- Négatif petit noté NP ; - Positif petit noté PP ;
- Environ de zéro noté EZ ;

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi les formes triangulaires et trapézoïdales ce choix est du à la simplicité de mise en œuvre;

La représentation de ces ensembles flous est donnée par la Figure (III.8).

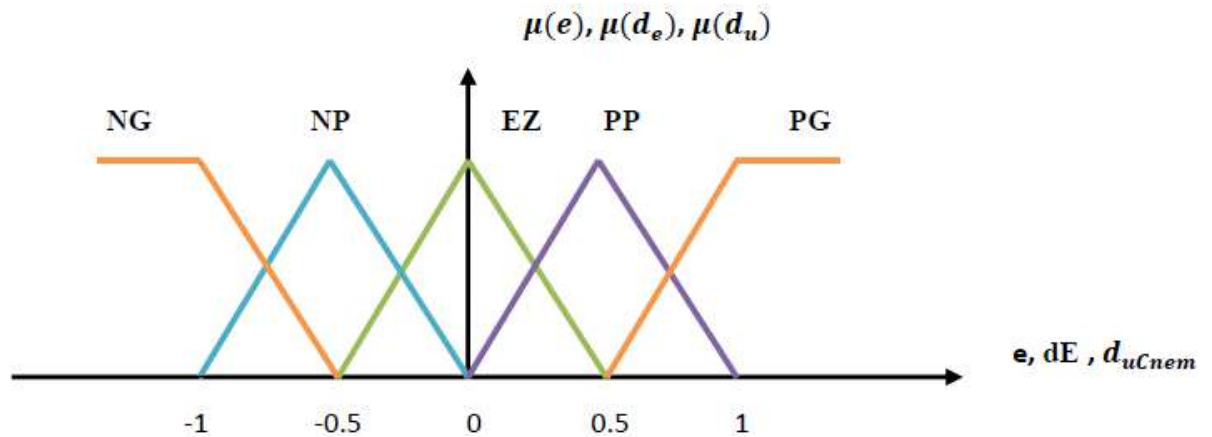


Figure. (III.8) : Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

III.9.3. Méthode d'inférence

Il y a plusieurs méthodes d'inférence pour réaliser les opérateurs flous. Dans notre travail, on a adopté la méthode d'inférence "Max-Min". Dans cette méthode, l'opérateur « ET » est représenté par la fonction Min, l'opérateur « OU » par la fonction Max et pour la conclusion, l'opérateur « ALORS ».

Le nombre des ensembles flous pour e et De est cinq donc il nous faut $5 \times 5 = 25$ règles d'inférence, sachant qu'il n'existe pas une loi bien déterminée pour la détermination de la décision de chaque règle. L'expérience humaine, dans ce cas joue un rôle très important. Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence donnée par le tableau (III.2).

Tableau (III.2) : Matrice d'inférence des règles floues.

dU_n		$\frac{de_n}{dt}$				
		NG	NP	EZ	PP	PG
E_n	NG	NG	NG	NP	NP	EZ
	NP	NG	NP	NP	EZ	PP
	EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
	PP	NP	EZ	PP	PP	PG
	PG	EZ	PP	PP	PG	PG

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple, prenons les deux règles suivantes :

Si E est PG et dE est PG Alors dCnem est PG

Si E est EZ et dE est EZ Alors dCnem est EZ

Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence (E est PG), alors il faut un appel de couple grand (dCnem est PG) nem d pour ramener la vitesse à sa référence. et si la vitesse atteint sa référence et s'établit (E est EZ et dE est) lors grader le même couple (dCnem et EZ).

III.9.4. Mécanisme d'inférence

A partir de la base des règles et les sous ensembles flous correspondant à la fuzzification, le mécanisme d'inférence floue permet la détermination des variables

flous de sortie. En effet, la traduction des opérateurs 'ET' 'OU' et 'Alors' par des fonctions et la combinaison de ces différentes fonctions donnent la sortie floue du régulateur. Comme on l'a mentionné précédemment, plusieurs méthodes d'inférence ont été élaborées pour réaliser les opérateurs flous. Dans notre travail, on a adopté la Méthode d'inférence « Max-Min ». dans cette méthode l'opérateur 'Et' est représenté par la fonction Produit, l'opérateur 'Ou' par la fonction Somme ou Moyenne et pour la conclusion, l'opérateur 'Alors' est représenté par la fonction Produit.

III.9.5. Défuzzification

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation. La plus utilisée est la méthode du centre de gravité, qu'on a adoptée dans notre travail. L'abscisse du centre de gravité correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation suivante :

$$X_{GR} = \frac{\int x_r \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int \mu_{res}(x_r) dx_r}$$

Cette expression prend la forme discrète suivante dans le cas de la méthode d'inférence Max- Min :

$$dC_{nom} = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} X_{Gi}}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci}}$$

Ou :

dC_{nom} correspondant à la ième règle et X_{Gi} est l'abscisse de son centre de gravité.

III.9.6. Loi de commande pour d'un contrôleur PI-flou de vitesse

Cette loi est fonction de l'erreur de vitesse de rotation (e) et de sa dérivée (de) tel que $C_{em} = f(e, de)$, par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décisions associées donne la variation de la commande dC_N nécessaire ; permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne.

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$C_{em}(t) = C_{em}(t - 1) + G_{du} dC_{nom}$$

Avec:

C_{em} : Couple électromagnétique.

III.10. Réglage de vitesse de la MASDE par un contrôleur flou

Les performances du régulateur flou présenté précédemment sont étudiées et évaluées à travers une application sur la machine asynchrone à double étoile pour commander sa vitesse. Le schéma bloc de cette simulation est représenté par la figure (III.9). Ce schéma est similaire à celui de la figure (II.4) du deuxième chapitre, sauf que le régulateur PI classique est remplacé par un régulateur flou.

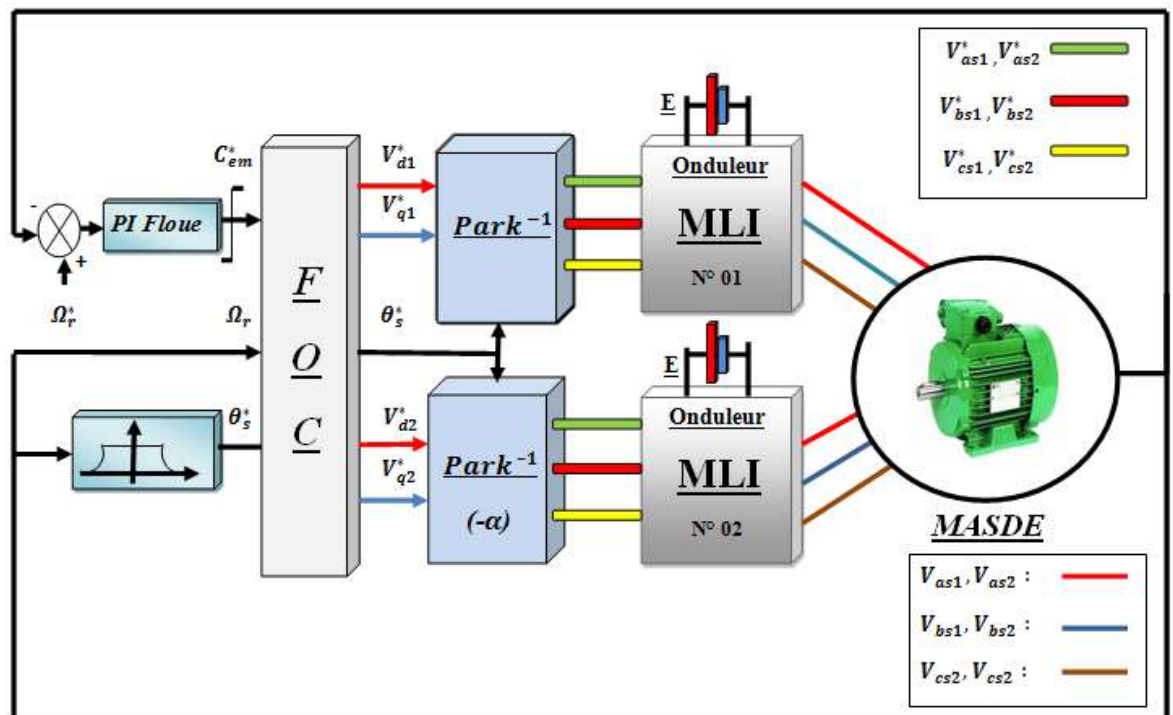


Figure. (III.9) : Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double étoile et à flux rotorique orienté.

III.11. Simulation et interprétation des résultats :

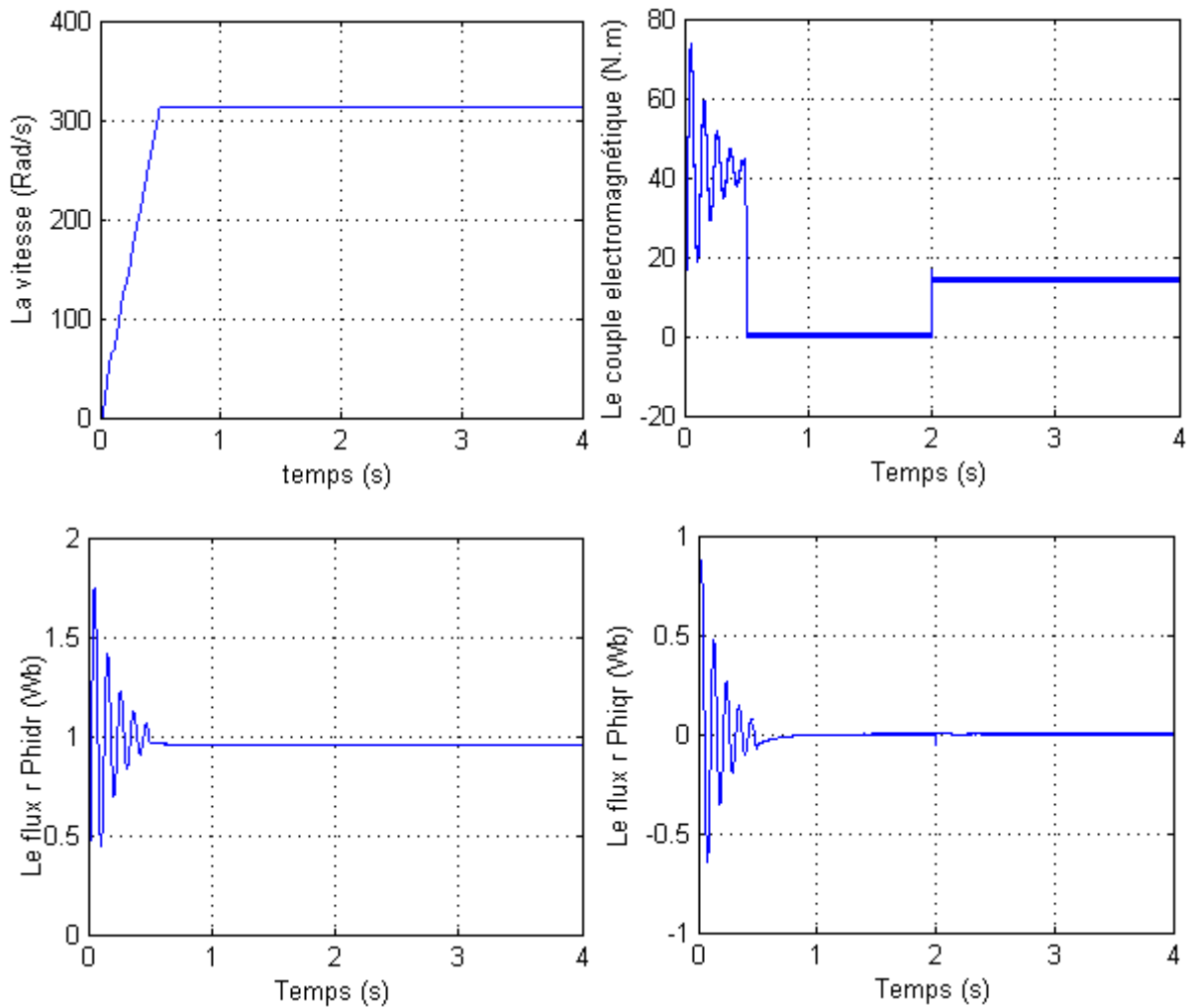
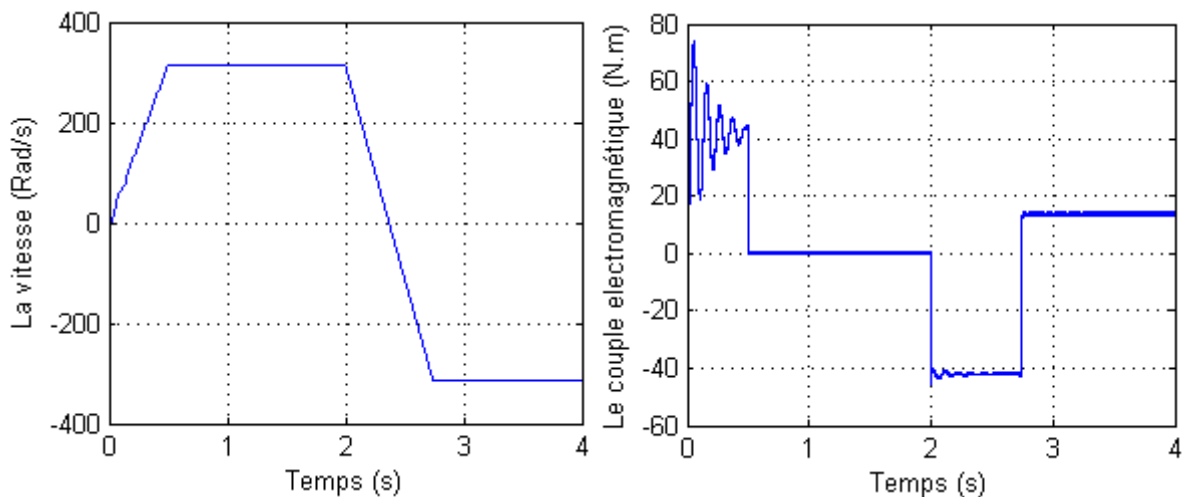


Figure. (III.10) : Performances de la MASDE sous la commande floue



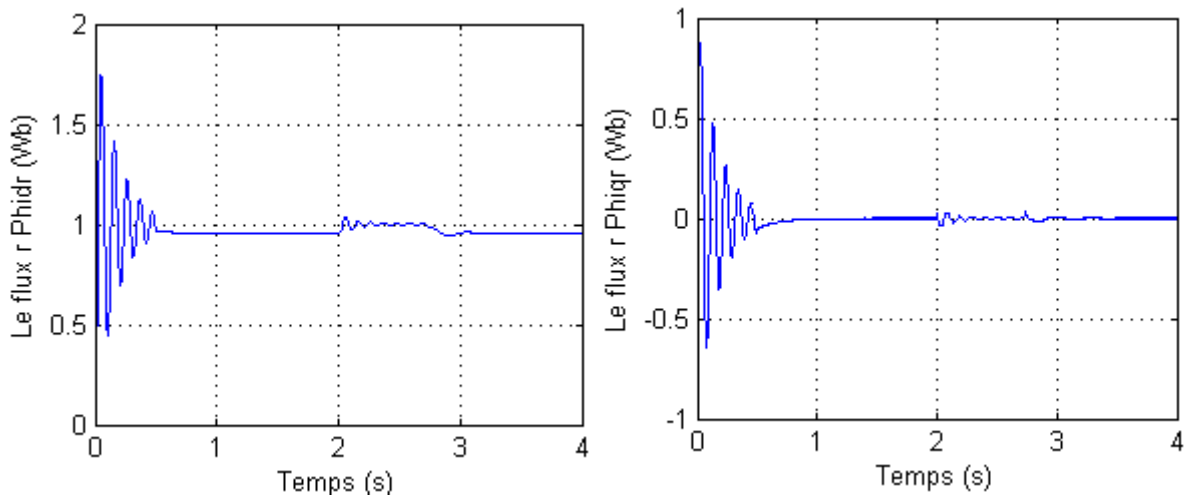


Figure. (III.11) : Performances de la MASDE sous la commande PI-floue

(Inversion du sens de rotation).

Pour le premier test, on constate que :

Les figures représentent les performances de la commande floue en charge après un démarrage à vide. La charge est présentée par un couple résistant de valeur $C_r = 14 \text{ N.m}$ à $t=2\text{s}$. et $\omega r^* = 314 \text{ rd/s}$

Pour le deuxième test, on constate que :

Les figures est présente les performances de la commande floue en inversion de sens de rotation a l'instant $t = 2\text{s}$, (314 a -314 rd/s)

III.12. Tests de robustesse

III.12.1. Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique

Dans cet essai, on a fait varier la résistance rotorique de 50%,100%,150% de sa valeur nominale, La figure (III.12) illustre les réponses dynamiques de la vitesse et les composantes du flux rotorique. D'après ces résultats, on remarque la vitesse de référence au bout de $t = 4s$ et présente un dépassement de 0%.

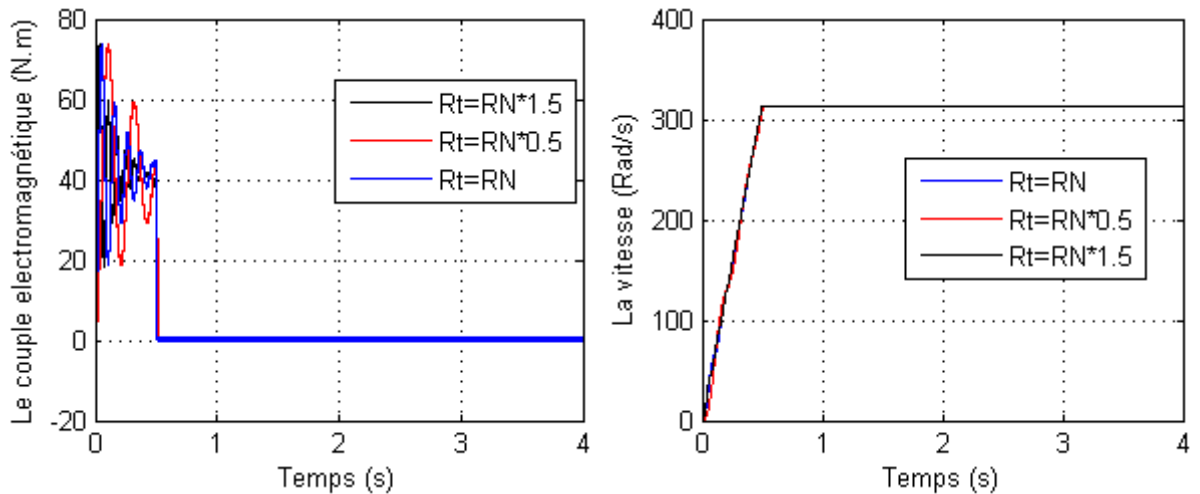


Figure. (III.12.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique

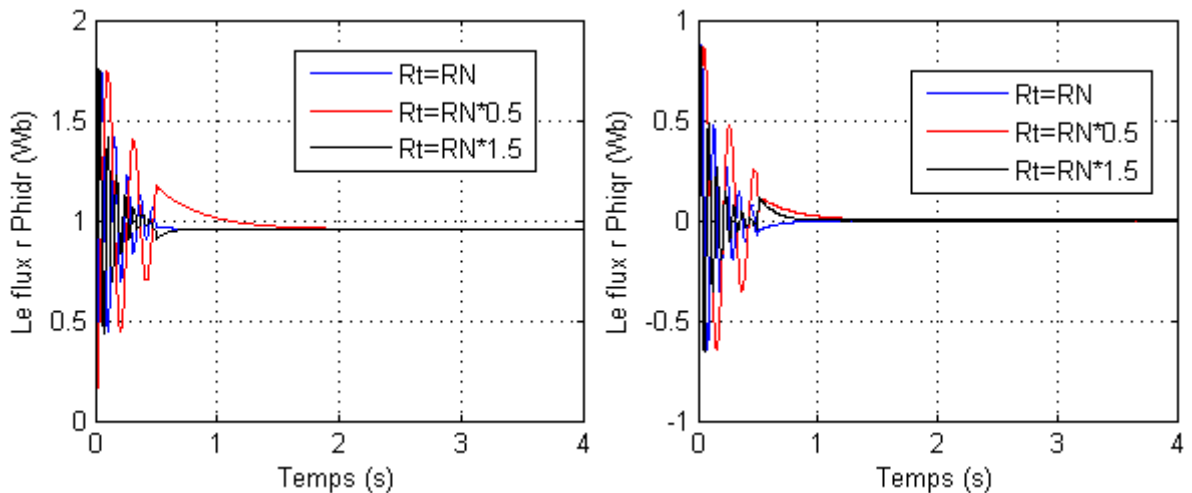


Figure. (III.12.b) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (III.12): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par IP floue lors du test de robustesse vis à vis de Résistance rotorique.

III.12.2. Robustesse-vis-à-vis de variation d'inertie

On va également discuter l'influence de la variation de l'inertie sur la dynamique de la MADE à flux rotorique orienté munie d'un réglage par logique floue. La figure (III.13) présente les réponses dynamiques, de la vitesse et des composantes du flux. D'après cette figure, on constate que la variation de l'inertie influe peu sur la réponse de la vitesse et n'entraîne dépassement.

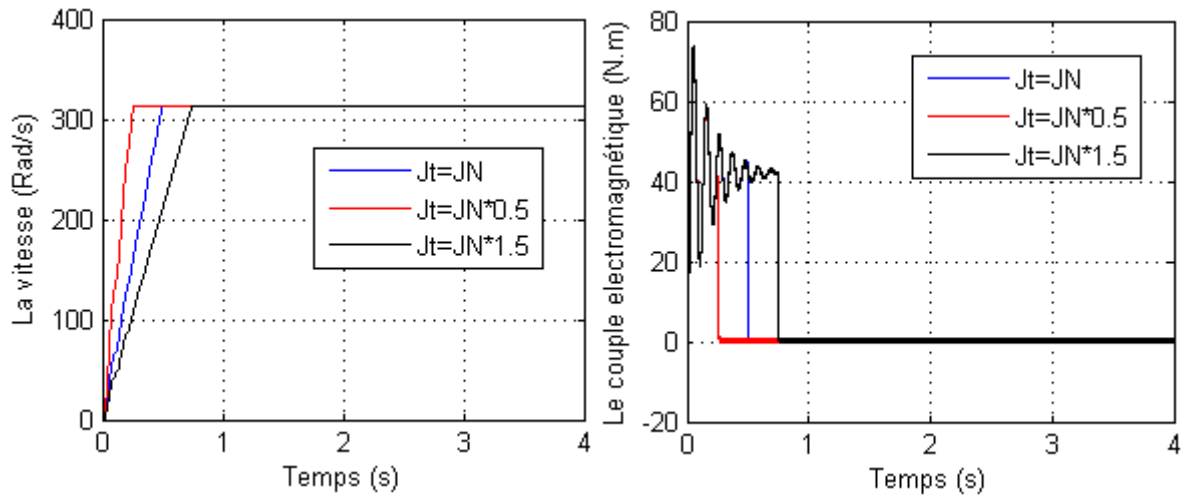


Figure. (III.13.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique

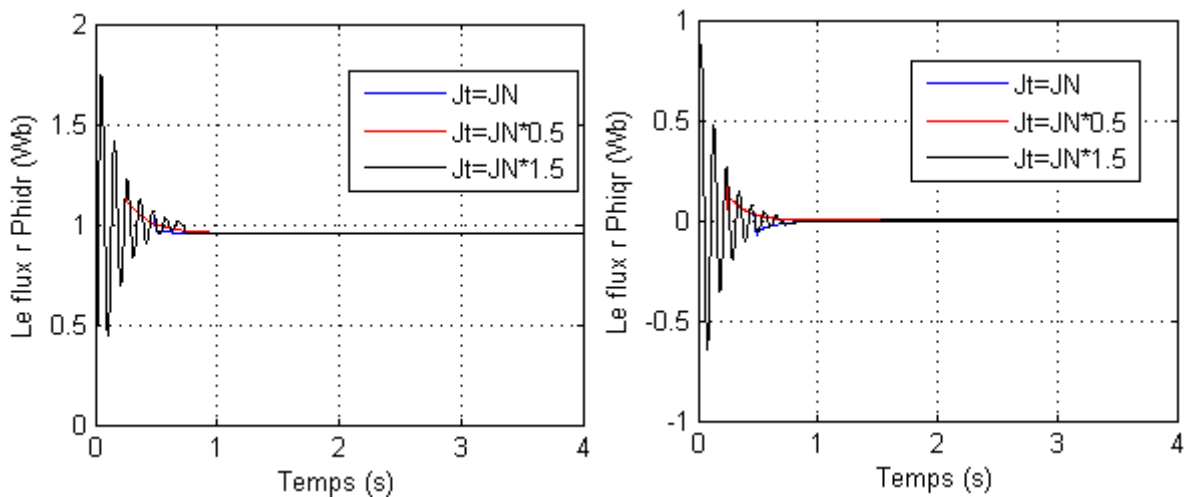


Figure. (III.13.b) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure. (III.13) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI floue lors du test de robustesse vis à vis de moment d'inertie J.

III.13. Conclusion

Comme technique de commande avantageuse, la commande floue avec sa possibilité de contrôle des systèmes complexes sans nécessité de leur modélisation complète, on a présenté l'historique, le principe de la logique floue et les domaines d'application, ainsi que les bases de cette logique.

Puis on a donné la description du contrôleur flou, avant de faire une application sur la commande de la machine asynchrone double étoile à flux rotorique orienté, afin de régler la vitesse.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'amélioration des performances dynamiques et la robustesse de ce régulateur vis-à-vis de la variation paramétrique (résistance rotorique) et non paramétrique (consigne de vitesse, couple résistant). Par contre, on a noté une diminution de la rapidité d'établissement de la vitesse face à l'augmentation de l'inertie

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons présenté la modélisation, l'alimentation et la commande de la machine asynchrone double stator (MASDE).

On a avoir un rappel théorique de la modélisation de machine asynchrone double étoile et des onduleurs de tension contrôlés par commande MLI.

Les performances de la MASDE avec et sans onduleurs obtenus par simulation ont été visualisée et commentées. Aussi, on a présenté la commande vectorielle et appliqué cette commande par flux rotorique orienté à la machine asynchrone double stator en fonctionnement moteur.

Les performances de cette commande obtenues par simulation ont été visualisées et commentées. Pour améliorer les résultats obtenus par simulation, un régulateur flou a été introduit. Les résultats de simulations obtenus montrent une amélioration du comportement de la machine.

Après la comparaison du résultat de simulation on a montrée clairement que la régulation par le régulateur floue donne de meilleures performances que la régulateur IP.

Les résultats affichés ont été obtenus à l'aide du logiciel MATLAB.

Comme perspectives à ce travail, il convient de proposer :

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux.
- L'application d'autres techniques de commande (mode glissant, floue adaptive, DTC).
- L'étude de la MASDE en fonctionnement génératrice à énergie renouvelable (éolienne).
- Les combinaisons des différentes techniques de commande de robuste telle que (flou-glissant, flou adaptive-glissant).

Références Bibliographiques

- [1] Y.Maouche, " Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile. Application à la sureté de fonctionnement, " Thèse de Doctorat de l'université de freres mentouri constantine 2015.
- [2] E.Merabet, " Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile, " Mémoire De Magister en Electrotechnique, de l'université de Batna 2008.
- [3] D.Roger, " La machine asynchrone double étoile régimes transitoires alimentation a fréquence variable, " Thèse de Doctorat, de l'université de Lille 1993.
- [4] A.adjati, " Etude des machines asynchrones a double étoile en pompage, " Mémoire De Magister en Electrotechnique, de l'université de Bejaia 2012.
- [5] M.Lakhdari, " simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour aerogeneration, ", Mémoire De Magister en Electrotechnique, de l'université de ferhat abbas setif 2014.
- [7] R.Sadouni, " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile, ", Mémoire De Magister en Electrotechnique, de l'université de Djillali liabes de sidi-bel abbes 2010.
- [8] M.Bouziane, " Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel, " Thèse de Doctorat de l'université de Djillali liabes de sidi-bel abbes 2014.
- [9] A.Yahdou, " Commande et observation par mode glissants d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique, " Mémoire de Magister, Université de Chlef, 2011.
- [10] S.Hajji " Modélisation, observation et commande de la machine asynchrone, " Thèse de Doctorat de l'université de Caen/basse-Normandie 2006.
- [11] M.Cao " Commande numérique de machines asynchrones par logique floue, " Thèse de Doctorat de l'université de Laval Québec 1997.
- [12] H.Amimeur, " Contribution au control de la machine asynchrone double étoile, ", Thèse de Doctorat, de l'université de Batna 2012.

- [13] H.Amimeur, " Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, ", Mémoire De Magister en Electrotechnique, de l'université de Batna 2008.
- [14] Z.Tir, Om.P.Malikb, A.M.Eltamaly, " Fuzzy logic based speed control of indirect field oriented controlled Double Star Induction Motors connected in parallel to a single six-phase inverter, " Electric Power Systems Research, Elsevier, vol. 134, pp. 126–133, 2016.
- [15] G. Cabodevila, " Commande et Identification Floue "; livre ; 1993
- [16] F.Benikhlef, "Apport de la logique floue et des algorithmes génétiques à l'optimisation de la commande IFOC d'un moteur asynchrone triphasé", Mémoire de Master ; Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen ; 2013
- [17] Mme Dalel Kanzari Mahou. "Contribution à une approche d'agent hybride combinant les comportements tempéramentaux et rationnels : application à la simulation de négociation bilatérale automatisée", Mémoire de Master ; Université de Tunis, 2011.
- [18] P.P.Bonissone, «"Fuzzy logic and soft computing technology development and applications", Livre ; 1997.
- [19] Dr. Bekakra Youcef. "Cours Techniques de Commande". Université Echahid Hamma Lakhdar–El Oued.
- [20] A.Hetatache, " Modélisation floue de type Takagi-sugeno appliquée à un bioprocédé ", Mémoire de Magister ; 2014.
- [21] G.Victor-Hugo, " Modélisation et commande floues de type Takagi-Sugeno appliquées à un bioprocédé de traitement des eaux usées",Thèse de doctorat, l'Université Paul Sabatier Toulouse ;2007
- [22] H.Merabti. "Etude des systèmes flous à intervalle",Mémoire de Master, Université Mentouri de Constantine, 2008.
- [23] O. Mohamed M. Limam. "Commande par réseaux d'ondelette-floue", Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah–Ouargla; 2014.
- [24] S.Doudou, "Contribution à la commande moderne des systèmes non linéaires multivariables non affines". Mémoire de Master, Université de Setif ; 2013.
- [25] Talbi Nesrine. "Conception des Systèmes d'Inférence Floue par des Approches Hybrides : Application pour la Commande et la Modélisation des Systèmes Non linéaires". Mémoire de Master, Université Setif, 2014.

- [26] N.Cherrat," Méthodes de Commande non Linéaires Appliquées au Système Hydraulique CE105 à Réservoirs Couplés et au Bras Manipulateur", Mémoire de Master, Université de M'sila ; 2013
- [27] L.Baghli," Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques",Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré Nancy-I ;1999
- [28] Y. Laggoun, H. Limane, " Commande d'une machine asynchrone double étoile par logique floue", Mémoire de Master, Université de Kasdi Merbah Ouargla ;2017
- [29] Lekhchine, S., Bahi, T., Soufi, Y. (2014). Indirect rotor field oriented control based on fuzzy logic controlled double star induction machine. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 57, 206-211.
- [30] B.Larafi, A.Rachid, A. Kessal, E.Merabet (2018). Control Neuro-Fuzzy of a Dual Star Induction Machine (DSIM) supplied by Five-Level Inverter. *Journal of Power Technologies*, 98(1), 70-79.
- [31] T. Laamayad, " Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode Glissant Apport de la Logique floue", Thèse de Doctorat de l'université de Batna; 2008

A. Paramètres du moteur asynchrone double étoile utilisé [31]:

<i>Symboles</i>	<i>Description</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Unités</i>
R_{s1}	<i>Résistance statorique en étoile 1</i>	3.72	Ω
R_{s2}	<i>Résistance statorique en étoile 2</i>	3.72	Ω
R_r	<i>Résistance rotorique</i>	2.12	Ω
L_{s1}	<i>Inductance statorique en étoile 1</i>	0.022	<i>H</i>
L_{s2}	<i>Inductance statorique en étoile 2</i>	0.022	<i>H</i>
L_r	<i>Inductance rotorique</i>	0.006	<i>H</i>
L_m	<i>Inductance Mutuelle</i>	0.3672	<i>H</i>
P	<i>Nombre de paires de pôles</i>	1	-----
K_f	<i>Coefficient de frottement</i>	0.001	$N \cdot \frac{m}{rd} / s$
α	<i>Angle de décalage</i>	30	<i>Degrés</i>
J	<i>Inertie du moteur</i>	0.0625	$Kg \cdot M^2$
f	<i>Fréquence</i>	50	<i>Hz</i>
P_n	<i>Puissance nominale</i>	4.5	<i>Kw</i>
V/U	<i>Tension nominal</i>	220/380	<i>V</i>
I_{sn}	<i>Courant nominal</i>	6.5	<i>A</i>
C_e	<i>Couple électromagnétique nominale</i>	14	<i>N.m</i>

B. Paramètres du régulateur IP classique utilisé :

<i>Valeur numérique du paramètre</i>	<i>Signification</i>	<i>Unité</i>
$K_p = 0.5240$	<i>Coefficient de proportionalities</i>	<i>Sans unite</i>
$K_i = 4.293$	Coefficient d'intégration	<i>Sans unite</i>
$\varepsilon = 0.7$	coefficient d'amortissement	<i>Sans unite</i>

C. Paramètres du régulateur flou utilisé :

<i>Valeur numérique du paramètre</i>	<i>Signification</i>	<i>Unité</i>
$K_e = 0.001$	<i>Gain flou</i>	<i>Sans unite</i>
$K_{de} = 1/500000$	<i>Gain flou</i>	<i>Sans unite</i>
$K_{du} = 100000$	<i>Gain flou</i>	<i>Sans unite</i>

Titre :

Commande d'une machine asynchrone double stator par régulateur flou

Résumé

Dans ce projet de fin d'étude nous présentons une étude de la commande par la logique floue de la MASDE. Après un bref rappel théorique sur la MASDE et son alimentation, nous avons étudié par simulation la commande de la MASDE par le technique de la logique floue à l'aide du la commande vectorielle pour régler la vitesse, de plus des tests de robustesse concernant la variation paramétrique de la MASDE ont été aussi effectués. En termes de résultats obtenus, on constate de bonnes performances dynamique et une robustesse vis-à-vis des perturbations.

Mots clés : MASDE, logique floue, commande vectorielle, MATLAB

Title:

Control of dual star induction motor using fuzzy regulator

Abstract

This study aims to disclose the control of DSIM, by reliance on the fuzzy logic. After presenting a brief introduction of the DSIM and its mathematic formula and its methods of use as an engine. We studied the control simulation in DSIM by fuzzy logic with the help of vector control in order to adjust the speed. In addition a few of testes of robustness was conducted, that is related to changing some of the DSIM parameter,

There is a good dynamic performance and force to face the disorders.

Keys words: DSIM, Fuzzy logic, vector control, MATLAB

العنوان:

التحكم بالماكنة اللامتزامنة مزدوجة النجمة بالاعتماد على المعدل الضبابي

ملخص

في مشروع نهاية دراستنا ، نقدم دراسة التحكم بالماكنة اللامتزامنة مزدوجة النجمة بالاعتماد على المعدل الضبابي بعد تقديم نبذة عن الماكنة و صيغتها الرياضية و طرق استعمالها كمحرك ، قمنا بدراسة محاكاة للتحكم في الماكنة بواسطة المعدل الضبابي و ذلك بمساعدة التحكم الشعاعي من اجل تعديل السرعة ، كما تم إجراء بعض من اختبارات الصلابة تتعلق بتغيير بعض اعدادات الماكنة. من حيث النتائج التي تم الحصول عليها ، هناك أداء ديناميكي جيد وصلابة في مواجهة الاضطرابات .

تمت المحاكاة عن طريق برنامج ماتلاب.

كلمات مفتاحية : الماكنة اللامتزامنة مزدوجة النجمة ، المعدل الضبابي ، التحكم الشعاعي ، ماتلاب