

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Electrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

Par : DJEDID Mehdi

HADDOU Zoheir

Sujet

Commande par la logique floue appliquée à la machine asynchrone à double étoile

Soutenu publiquement, le 03 / 06 / 2024, devant le jury composé de :

Mr. YACOUBI Boumediene	MAA	Univ. Tlemcen	Président
Mr. LAZREG Mohamed Haithem	MCA	Univ. Tlemcen	Directeur de mémoire
Mr. LOUCIF Mourad	MCA	Univ. Tlemcen	Examineur

Année universitaire : 2023 / 2024

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier tout premièrement ALLAH le Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces longues années.

Je tiens en tout particulièrement à exprimer ma profonde reconnaissance envers mon directeur de mémoire Monsieur LAZREG Mohamed Haithem Professeur à l'Université de Abou Bakr Belkaid Tlemcen, qui m'a guidé, conseillé et aidé tout le long de ce travail, et pour m'avoir offert un sujet aussi riche et passionnant.

Je remercie Monsieur Yacoubi Boumediene Professeur à l'Université de Abou Bakr Belkaid Tlemcen, pour avoir accepté de me faire l'honneur de présider le jury de ma soutenance.

Il m'est agréable de pouvoir exprimer mes remerciements aux Monsieur Loucif Mourad pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'examiner ce travail.

Mes remerciements vont également à mes collègues, mes amis, et toute personne ayant aidé, de près ou de loin, directement ou indirectement, à l'aboutissement de ce travail.

DÉDÉCACE 1

A mon très cher père Abdelaziz qui a toujours été pour moi un exemple du père respectueux.

Ce modeste travail est le fruit de tous les sacrifices que tu as déployés pour mon éducation et ma formation.

À cette source de tendresse, de patience et de générosité,

À ma mère Nacera.

A Mes chers Frères et Ma chère Sœur qui n'ont pas cessée de me conseiller, encourager et soutenir tout au long de mes études.

A mon adorable petite sœur Mira qui sait toujours comment procurer la joie et le bonheur pour toute la famille.

A mes camarades Mehdi, Hadjer, Chaimaa et tous mes autres amis.

Je dédie ce travaille.

HADDOU Zouheir

DÉDÉCACE 2

Je dédie ce projet :

A ma chère mère et A mon cher père Qui n'ont jamais cessé, de formuler des prières à mon égard, de me soutenir Et de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs.

A mes chères sœurs et toute ma famille Pour leurs soutiens moraux et leurs conseils précieux tout au long de mes études.

A monsieur LAZREG Mohamed Haithem.

A mes amis Zouheir Habiba Hadjer Chaimaa qui m'ont aidé et supporté dans les moments difficiles.

Et tous mes autres amis à tous ceux que j'aime et à ceux qui m'aiment.

DJEDID Mehdi

Liste des figures :

Chapitre I

Figure I.1	<i>Représentation schématique des enroulements de la MASDE</i>	3
Figure I.2	<i>Modes de fonctionnement suivant le glissement.</i>	4
Figure I.3	<i>Les forces de Laplace sur la cage d'écureuil.</i>	5
Figure I.4	<i>Représentation des enroulements de la MASDE dans le repère d, q.</i>	9
Figure I.5	<i>Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE (d, q).</i>	11
Figure I.6	<i>Résultats de simulation de la MASDE alimentée par un réseau triphasé</i>	19

Chapitre II

Figure II.1	<i>Schéma synoptique d'un MASDE et son alimentation.</i>	22
Figure II.2	<i>Représentation du redresseur triphasé à double alternance à diode.</i>	23
Figure II.3	<i>Représentation de la Tension redressée.</i>	24
Figure II.4	<i>Schéma du filtre passe bas.</i>	24
Figure II.5	<i>Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.</i>	26
Figure II.6	<i>Représentation d'un GTO.</i>	26
Figure II.7	<i>Commande MLI par sinus-triangle (en fonction de porteuse).</i>	29
Figure II.8	<i>Commande MLI par sinus-triangle (en fonction de commande).</i>	29
Figure II.9	<i>Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension commandé par MLI Sinus-Triangle.</i>	30
Figure II.10	<i>Principe de la commande vectorielle.</i>	31
Figure II.11	<i>Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (OFR).</i>	33
Figure II.12	<i>Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques.</i>	35
Figure II.13	<i>Boucle de régulation de vitesse.</i>	35
Figure II.14	<i>Structure globale d'un MASDE avec réglage de vitesse par la commande vectorielle indirect d'un MASDE.</i>	36
Figure II.15	<i>Résultat de simulation de la commande vectorielle de la MASDE par la méthode indirecte.</i>	37
Figure II.16	<i>Test de robustesse de la commande vectorielle de la MASDE par la méthode indirecte.</i>	39

Chapitre III

Figure III.1	<i>Différentes formes des fonctions d'appartenance.</i>	42
Figure III.2	<i>Fonction d'appartenance singleton.</i>	42
Figure III.3	<i>Les structures de la régulateur LF.</i>	43
Figure III.4	<i>Schéma de contrôleur flou de vitesse.</i>	45
Figure III.5	<i>Fonctions d'appartenance de L'erreur.</i>	46
Figure III.6	<i>Fonctions d'appartenance de la variation d'erreur</i>	47
Figure III.7	<i>Fonctions d'appartenance La variation de sortie du commande dC_{nem}.</i>	47
Figure III.8	<i>Structure globale de réglage flou d'un MASDE.</i>	48
Figure III.9	<i>Performances de la machine asynchrone à double étoile commande par logique floue avec application d'un couple de charge $Cr=14$ N.m.</i>	50
Figure III.10	<i>Test de robustesse de la commande flou de la MASDE par la méthode indirecte.</i>	52

Symboles et Abréviations :

1- Symboles :

α	Angle de déphasage entre les deux systèmes d'alimentation du stator
q	Nombre de phases
q_α	Nombre équivalent de phases
N_s	Vitesse du champ tournant
N_r	Vitesse mécanique nominale de rotation.
p	Nombre de paires de pôles.
g	Glissement de la vitesse de rotation.
S, r	Indices correspondants au stator et au rotor.
$S1, s2$	Indices correspondants au stator 1 et stator2.
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases a, b, c.
d, q	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
α, β	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.
θ_s, θ_r	Angles électriques statoriques et rotoriques.
L_r	Les inductances propres des stators et du rotor.
L_m	L'inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.
R_s, R_r	Les résistances statoriques et rotoriques.
J	Moment d'inertie.
f	Coefficient de frottement.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
τ_r	Constante de temps rotorique.
Ω_m	Vitesse mécanique du rotor.
P_{em}	Puissance électromagnétique.
f_p	Fréquence de la porteuse.
m	L'indice de modulation.
r	Taux de modulation.
U_d	La tension continue.
φ_s, φ_r	Flux statorique, rotorique.
ω_s, ω_r	Pulsations électriques statorique et rotorique.
ω_{gl}	Pulsation électrique de glissement.
$X^* - X_{ref}$	Grandeur de référence.
K_p	Gain proportionnel.
K_i	Gain intégrateur.
de	La dérivée de l'erreur.
ω_i	Paramètres de pondération.
θ_i	Paramètre qui agit sur le seuil en sortie.
$w(t)$	Vecteur de poids.
η	Paramètre qui contrôle le taux d'apprentissage.

2- Abréviations :

MASDE	Machine Asynchrone à Double Etoile.
MLI	Modulation de la Largeur d'Impulsion.
PI	Proportionnel-Intégral.
OFR	Orientation du flux rotorique.

Table des matières

Tableau des figures	I
Symbole et Abréviations	II
Introduction générale	1
Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone à double étoile	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Description.....	3
I.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile	4
I.4. Hypothèses simplificatrices	5
I.5. <i>Modèle de la MASDE en repère réel</i>	5
I.5.1. Equations des tensions	6
I.5.2. Equations magnétiques	6
I.5.3. Equation mécanique.....	8
I.6. Modèle biphasé du MASDE	8
I.6.1. Transformation de Park	8
I.7. Choix du référentiel.....	9
I.7.1 Référentiel lié au stator	9
I.7.2. Référentiel lié au rotor	9
I.7.3. Référentiel lié au champ tournant.....	9
I.8. Modèle de la MASDE lié au champ tournant	10
I.8.1. Application de la transformation de Park a la MASDE	10
I.8.2. Equations transformées	11
I.8.3. Equations des tensions	12
I.8.4. Equations des flux	13
I.8.5. Equation mécanique	14
I.8.5.1. Puissance instantanée	14
I.8.5.2 Couple électromagnétique	15
I.8.5.3 Équation mécanique	16
I.9 Modèle de la Machine.....	16
I.9.1 Mise sous forme d'équation d'état	16
I.10. Simulation de la MASDE alimentée par le réseau électrique	18
I.11. Résultats de simulation	19
I.12. Conclusion	20

Chapitre II Commande vectorielle de la MASDE et leur alimentation

II.1. Introduction	21
II.2. Modélisation de l'alimentation de la machine	22
II.2.1. Modélisation de redresseur	22
II.2.2. Modélisation du filtre	24
II.2.3. Modélisation de l'onduleur de tension	25
II.2.3.1. Onduleur de tension à deux niveaux	25
II.3. Stratégie de commande de l'onduleur	28
II.3.1. Principe de la MLI à sinus-triangle	28
II.4. Définition de la commande vectorielle	30
II.5. Principe de la commande vectorielle	30
II.6. Choix d'orientation de flux	31
II.7. Différentes méthodes de la commande vectorielle	32
II.7.1. Méthode de la commande directe	32
II.7.2. Méthode de la commande indirecte.....	32
II.7.3. Commande vectorielle indirecte	32
II.8. Dimensionnement des régulateurs	34
II.8.1. Régulateur de courant	34
II.8.2. Régulateur de vitesse	35
II.9. Schéma globale de la commande vectorielle indirecte	36
II.10. Résultats de simulation (méthode indirecte)	36
II.11. Interprétation des résultats	37
II.11.1. Application de couple charge	37
II.11.2. Inversion de sens avec l'application de freinage.....	38
II.12. Tests de robustesse	38
II.13. Conclusion	40

Chapitre III Commande par logique floue

III.1 Introduction	41
III.2 Principe de la logique floue	41
III.2.1 variable linguistique et ensemble de floue	41
III.2.2 Fonction d'appartenance	41
III.2.3 Operateurs de la logique floue	43
III.3 Structure de la régulation par logique floue	43
III.3.1 Fuzzification	43
III.3.2 Établissement des réglages	44
III.3.2.1 Les règles de flou	44
III.3.2.2 Mécanismes d'inférence floue	44
III.3.2.2.1 Contrôle de type Mamdani	44
III.3.3 Défuzzification	45
III.4 Application de la LF pour la commande de la MASDE	45
III.4.1 Régulation de vitesse par logique floue Introduction	46
III.4.1.1 Fuzzification de cette machine	46
III.4.1.2 Etablissement des règles de cette commande	47
III.4.1.3 Mécanismes d'inférence de cette commande	48
III.4.1.4 Défuzzification de cette commande	48
III.5 Structure générale du régulateur	48
III.6 Résultats de simulation et interprétation	49
III.6.1 Application de couple charge	50
III.6.2 Inversion de sensé avec l'application de freinage	51
III.7. Tests de robustesse	51
III.8. Conclusion	53
Conclusion Générale	54
Annexe :	55
Bibliographie :	56

Introduction

Générale

Introduction générale

À des niveaux de puissance élevés, les machines AC équipées d'onduleurs statiques deviennent de plus en plus populaires. Cependant, les limitations imposées aux composants de l'alimentation limitent la fréquence de commutation et donc les performances. Pour pouvoir utiliser des composants avec des fréquences de commutation plus élevées, la puissance doit être segmentée. Une solution consiste à utiliser une machine à plusieurs phases ou une machine multi-étoiles. Un exemple d'une telle structure est la machine asynchrone double étoile.

À partir de la fin des années 1920, des machines à deux enroulements triphasés avec stator furent introduites pour améliorer les performances du générateur synchrone de très haute puissance.

De ce fait, on constate un intérêt croissant pour les machines multi phasées, notamment les machines asynchrones double étoile (MASDE), qui combinent les avantages des machines asynchrones à cage avec ceux des machines multi phasées.

En effet, par rapport aux machines triphasées traditionnelles, les variateurs polyphasés offrent plusieurs avantages : Répartition de la puissance, minimisant les fluctuations de couple et les pertes de rotor, réduisant les courants harmoniques, et donc haute fiabilité et performances élevées, et bien plus encore.

Ces machines polyphasées présentent un potentiel évident en raison de leur fiabilité et de leur capacité à fonctionner avec un mouvement limité, mais leur modèle mathématique est non linéaire et hautement couplé, ce qui les rend encore très complexes par rapport à celles des machines à courant continu.

Dans le domaine du contrôle des machines électriques, les activités de recherche sont de plus en plus orientées vers l'application des technologies de contrôle modernes.

Ces technologies évoluent à une vitesse vertigineuse à mesure que se développent les ordinateurs numériques et l'électronique de puissance. Cela permet la réalisation de processus industriels performants.

Le contrôle d'une machine asynchrone double étoile est similaire au contrôle d'une machine asynchrone triphasée, mais il y a plus de variables à définir.

Grâce au contrôle vectoriel, le contrôle d'une telle machine est similaire à celui d'une machine DC à excitation séparée. Le premier régulateur utilisé est le PI. Celles-ci ont l'avantage d'être faciles à mettre en œuvre et à synthétiser. Cependant, la machine est moins robuste aux variations de paramètres.

Introduction générale

Les contrôleurs basés sur la logique floue ont la capacité de remplacer les contrôleurs PI car ce sont des contrôleurs non linéaires qui utilisent le fonctionnement du cerveau humain. Machine à cage d'écureuil asynchrone en étoile utilisant les techniques de contrôle conventionnelles et la logique floue.

Le but de notre recherche est d'améliorer les performances de contrôle d'une machine asynchrone double étoile en utilisant la logique floue. Notre mémoire se compose de trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré au modèle de la machine asynchrone double étoile. Dans ce cas, la modélisation doit prendre en compte le régime transitoire de la machine. La modélisation de Park est parfaite. Cela consiste à transformer une machine triphasée équilibrée en une machine biphasée équivalente.

Le chapitre 2 présente le contrôle vectoriel appliqué à la machine asynchrone double étoile entraînée par onduleur. Cette partie décrit la méthode pour ajuster le flux du rotor. Cela permet d'obtenir un modèle MASDE similaire au modèle de la machine MCC.

Le chapitre 3 présente la base historique de la logique floue et des réseaux de neurones, et la combinaison de la logique floue et des réseaux de neurones crée des systèmes de logique floue. Ce dernier permet ainsi d'utiliser la puissance des réseaux de neurones d'une part et la puissance de raisonnement de la logique floue d'autre part. Nous proposons une méthodologie pour créer un contrôleur de vitesse basé sur la logique floue.

Enfin, une conclusion générale conclut notre travail.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone à
double étoile

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone à double étoile

I.1. Introduction

Ce chapitre présente, d'une part, le principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile (MASDE), et d'autre part la modélisation la machine électrique basée sur la théorie classique des machines unifiées. Également appelée théorie électromécanique généralisée. Cette dernière est basée sur la transformation de Park, qui relie les équations électriques du stator et du rotor aux axes électriquement perpendiculaires (direct et quadrature). Ce chapitre considère un MASDE alimenté directement par une onde sinusoïdale pure et une alimentation équilibrée. Enfin, les résultats de la simulation sont affichés et des commentaires sont fournis.

I.2. Description

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés entre eux d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$ et d'un rotor cage d'écurieil. La Figure I.1 représente schématiquement les enroulements de la MASDE. Les angles θ_r et $(\theta_r - \alpha)$ représentent respectivement la position du rotor (phase αr) par rapport à l'étoile 1 (phase a du stator1) et à l'étoile 2 (phase a du stator2). Les grandeurs relatives aux deux étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par les indices 1 et 2 [11].

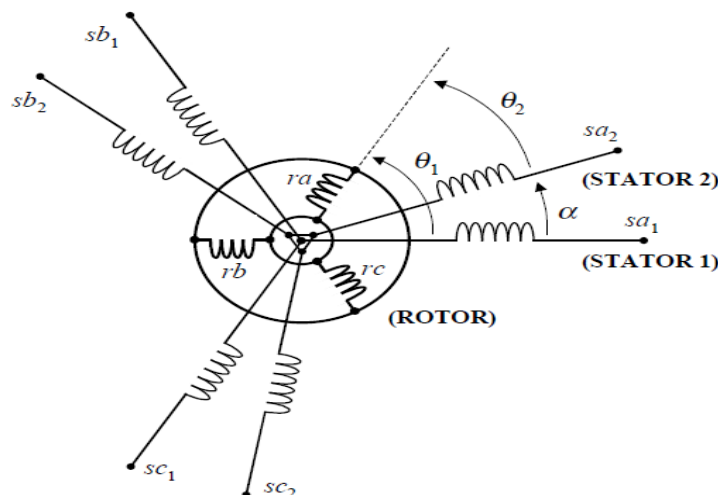


Figure I.1 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE [10].

I.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators l'étoile 1 alimente par des courants triphasés et la 2^{ème} étoile alimente par les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle (α). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statorique $\ll f_s \gg$, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme $\ll \omega_s \gg$. Elle est définie comme suit :

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} \text{ [rad/s]} \quad (\text{I.1})$$

Ces deux Champs tournants produites par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse $\ll \omega_r \gg$ inférieure à celle du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.2})$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{I.3})$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement [3] :

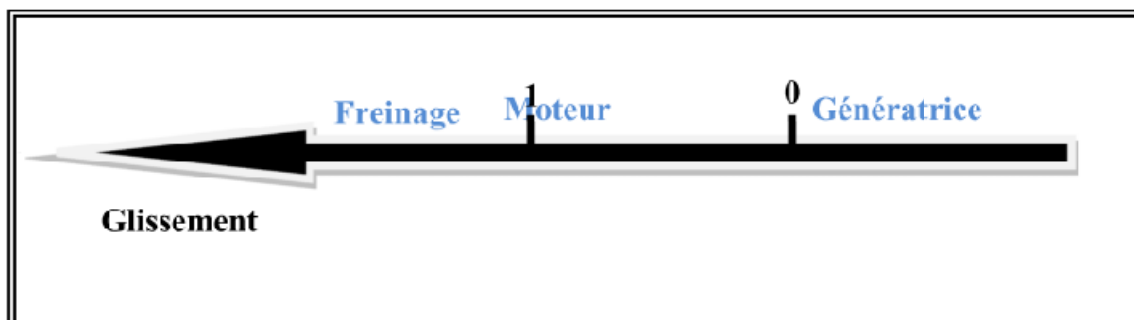


Figure I.2 : Modes de fonctionnement suivant le glissement.

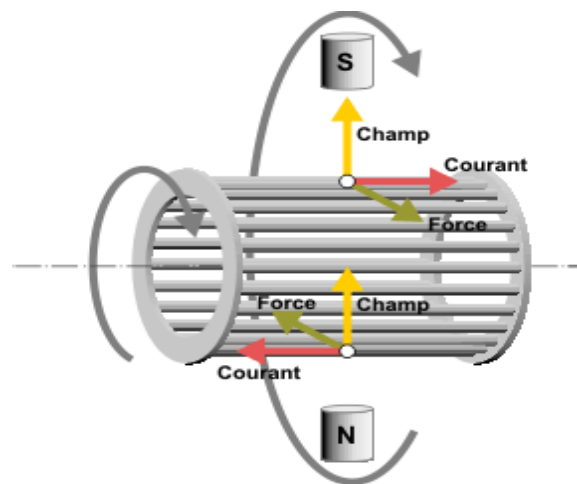


Figure I.3: Les forces de Laplace sur la cage d'écureuil.

I.4. Hypothèses simplificatrices

Notre première étape consiste à suggérer quelques hypothèses de base qui pourraient être utilisées pour atténuer certains problèmes liés au comportement de la machine avant de commencer à la modéliser.

- La machine est supposée fonctionner sans besoin de saturation magnétique et ne prend pas en compte l'effet d'hystérésis ;
- La structure de la machine est supposée homogène alors la longueur de l'entrefer est constante ;
- On reconnaît en outre que la force magnétomotrice produite par chaque phase des deux induits a une distribution sinusoïdale ;
- Les deux enroulements statoriques triphasés soient équilibrés et identiques [4].

I.5. Modèle de la MASDE en repère réel

Les tensions, les courants et les vecteurs de flux magnétique du stator peuvent être exprimés comme suit en utilisant les hypothèses simplificatrices mentionnées ci-dessus [4].

Pour l'étoile 1

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [V_{as1} & V_{bs1} & V_{cs1}]^T \\ [i_{s1}] = [i_{as1} & i_{bs1} & i_{cs1}]^T \\ [\varphi_{s1}] = [\varphi_{as1} & \varphi_{bs1} & \varphi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (I.4)$$

Pour l'étoile 2

$$\begin{cases} [V_{s2}] = [V_{as2} & V_{bs2} & V_{cs2}]^T \\ [i_{s2}] = [i_{as2} & i_{bs2} & i_{cs2}]^T \\ [\varphi_{s2}] = [\varphi_{as2} & \varphi_{bs2} & \varphi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (I.5)$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont :

$$\begin{aligned} [V_r] &= [V_{ar} \quad V_{br} \quad V_{cr}]^T \\ [i_r] &= [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T \\ [\varphi_r] &= [\varphi_{ar} \quad \varphi_{br} \quad \varphi_r]^T \end{aligned} \quad (I.6)$$

I.5.1. Equations des tensions

En combinant la loi d'Ohm et la loi de Lenz nous pouvons écrire la relation suivante :

$$\begin{aligned} [V_{s1}] &= [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s1}] \\ [V_{s2}] &= [R_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s1}] \\ [V_r] &= [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{aligned} \quad (I.7)$$

I.5.2. Equations magnétiques

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles sont exprimés par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{s1}] \\ [\varphi_{s2}] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Avec :

$[L_{s1, s1}]$ Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2, s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_{r, r}]$: Matrice inductance du rotor.

$[L_{s1, s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre la 1^{ère} étoile et étoile la 2^{ème} étoile.

$[L_{s2, s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre la 2^{ème} étoile et la 1^{ère} étoile

$[L_{s1, r}]$: Matrice inductance mutuelle entre 1^{ère} étoile et rotor.

$[L_{s2, r}]$: Matrice inductance mutuelle entre la 2^{ème} étoile et le rotor.

$[L_{r, s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotors et 1^{ère} étoile

$[L_{r, s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotors et la 2^{ème} étoile

L'équation magnétique développée de la machine s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \\ \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ L_{b1a1} & M_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ L_{c1a1} & M_{c1b1} & M_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ L_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & M_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ L_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & M_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ L_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & M_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ L_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & M_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ L_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & M_{bb} & M_{bc} \\ L_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & M_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sb1} \\ i_{sc1} \\ i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

M_{ij} : Inductance mutuelle qui relie deux étoiles ou relie entre l'étoile et le rotor.

L_{ij} : Inductance propre qui relie à une étoile ou au rotor

Avec:

$i = a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c; j = a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c.$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses

Simplificatrices que nous avons citées avant nous aide à écrire :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

$$[L_{s1, s2}] = [L_{s2, s1}]^T ; [L_{s1, r}] = [L_{r, s1}]^T ; [L_{s2, r}] = [L_{r, s2}]^T$$

L_{s1} : Inductance propre du premier stator.

L_{s2} : Inductance propre du deuxième stator.

L_r : Inductance propre du rotor.

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

L_{mr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

L_{sr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

I.5.3. Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par relations suivantes [4].

$$\frac{d}{dt}\Omega m = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - f \cdot \Omega) \quad (I.15)$$

$$\frac{d}{dt}\theta m = \Omega m \quad (I.16)$$

$$C_{em} = \left(\frac{p}{2}\right) \cdot ([i_{abc,s1}]^T \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1r}] [i_{abc,r}] + [i_{abc,s2}]^T \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2r}] [i_{abc,r}]) \quad (I.17)$$

Avec :

J : le moment d'inertie de la machine.

C_{em} : le couple électromagnétique.

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

f : le coefficient de frottement.

I.6. Modèle biphasé du MASDE

I.6.1. Transformation de Park

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système d'axes triphasé (a, b, c) en un système d'axes biphasé équivalent (d, q), qui produit la même force magnétomotrice.

La deuxième transformation du Park est appelée transformation du Park modifiée, Cette amélioration permet des économies d'énergie lors du passage d'un système triphasé à un système biphasé ou vice versa.

La composante homopolaire ne participant pas à cette formation, l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d, q).

On applique les transformations directes (I.18) et inverses (I.19) de passage de Park suivantes [5] :

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

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & -\sin(\varphi) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\varphi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\varphi + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\varphi + \frac{4\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

La figure I.4 représente le modèle généralisé selon le système d'axe (d, q)

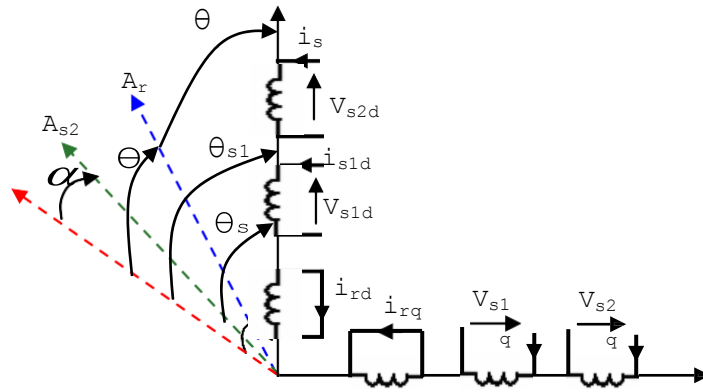


Figure 1.4: Représentation des enroulements de la MASDE dans le repère d, q [12].

I.7. Choix du référentiel

Les équations d'une machine asynchrone peuvent être exprimées dans divers référentiels en fonction de la vitesse attribuée au repère (d, q) [5].

I.7.1 Référentiel lié au stator

On a :

$$d \frac{\theta_s}{dt} = 0$$

Où

$$\theta_s = \theta_r + \theta$$

$$d \frac{\theta_s}{dt} = 0 = d \frac{\theta_r}{dt} + d \frac{\theta}{dt}$$

D'où

$$d \frac{\theta_r}{dt} = -d \frac{\theta}{dt} = -P \cdot \Omega_r$$

Ce référentiel est idéal pour travailler avec des grandeurs instantanées et il est utilisé dans le régime transitoire [5].

I.7.2. Référentiel lié au rotor

On a :

$$d \frac{\theta_r}{dt} = 0$$

$$d \frac{\theta_s}{dt} = d \frac{\theta}{dt} = P \cdot \Omega_s$$

Dans ce cas la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation électrique du rotor ($\omega_s = \omega_r$) ce référentiel est utilisé pour étudier les régimes transitoires des machines avec une connexion non symétrique des circuits de rotor [11].

I.7.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce cas la vitesse du repère (d, q) est égale à la vitesse du champ tournant comme suit :

$$d \frac{\theta_s}{dt} = \omega_s$$

$$d \frac{\theta_r}{dt} = \omega_s - P \cdot \Omega$$

Dans notre travail, nous utiliserons ce référentiel pour modéliser la MASDE. Ce référentiel est généralement utilisé pour appliquer des commandes de vitesse, des couples, etc. En effet, les grandeurs dans ce référentiel sont sous forme continue [5].

I.8. Modèle de la MASDE lié au champ tournant

Ce modèle est établi en considérant la MASDE comme étant deux machines asynchrones partageants le même circuit magnétique et le même rotor. En appliquant la transformation de Park classique pour chaque étoile, on peut établir un premier modèle valable pour la simulation et la commande de la MASDE, mais il ne permet pas de séparer les variables qui contribuent à la conversion électromécanique de l'énergie de ceux qui ne participent pas à cette conversion [12].

La matrice de Park pour la 1^{ère} étoile est définie comme suit :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s1}) & \cos(\theta_{s1} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{s1} + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_{s1}) & -\sin(\theta_{s1} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{s1} + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

La matrice de Park pour la 2^{ème} étoile est définie comme suit :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s2}) & \cos(\theta_{s2} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{s2} + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_{s2}) & -\sin(\theta_{s2} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{s2} + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Où :

$$\theta_{s2} = \theta_{s1} - \alpha$$

La matrice de Park est définie pour le rotor comme suit :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

$[P(\theta_{s1})]$: Matrice de transformation de 1^{er} enroulement statorique (étoile 1).

$[P(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation de 2^{ème} enroulement statorique (étoile 2).

$[P(\theta_r)]$: Matrice de transformation d'enroulement rotorique.

I.8.1. Application de la transformation de Park a la MASDE

Quel que soit le type de machine ou les bobinages placés sur le rotor, la relation entre le flux magnétique et le courant dépend de l'angle qui caractérise la position instantanée du rotor par rapport au stator. Selon les équations précédentes, la variation de l'inductance en fonction de la vitesse pose un problème de non-linéarité. En tenant compte des hypothèses simplificatrices mentionnées précédemment, l'angle n'influence que par sa première harmonique. Cependant, il est possible de simplifier davantage la formulation pour éviter cette complexité [11].

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, aux tensions et au flux un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes d et q [13].

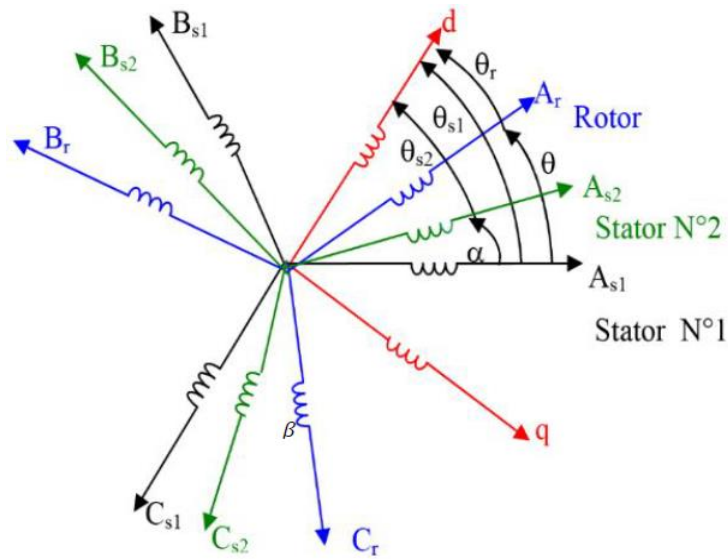


Figure I.5 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE (d , q).

I.8.2. Equations transformées

On choisit le référentiel (d , q) lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

Transformation des équations des tensions :

$$[V_{s1}] = [P(\theta_{s1})][V_{ps1}] \quad (I.23)$$

$$[V_{s2}] = [P(\theta_{s2})][V_{ps2}] \quad (I.24)$$

Transformation des équations des courants :

$$\begin{cases} [i_{s1}] = [P(\theta_{s1})][i_{ps1}] \\ [i_{s2}] = [P(\theta_{s2})][i_{ps2}] \\ [i_r] = [P(\theta_r)][i_{pr}] \end{cases} \quad (I.25)$$

Transformation des équations des flux :

$$\begin{cases} [\varphi_{s1}] = [P(\theta_{s1})][\varphi_{ps1}] \\ [\varphi_{s2}] = [P(\theta_{s2})][\varphi_{ps2}] \\ [\varphi_r] = [P(\theta_r)][\varphi_{pr}] \end{cases} \quad (I.26)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_{ps1}] &= \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} & ; & [V_{ps2}] = \begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} & ; & [i_{ps1}] = \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} & ; & [i_{ps2}] = \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} \\ [i_{pr}] &= \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} & [\varphi_{ps1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{os1} \end{bmatrix} & ; & [\varphi_{ps2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{os2} \end{bmatrix} & [\varphi_{pr}] = \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

I.8.3. Equations des tensions

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions citées précédemment on obtient [6].

Pour le 1^{er} stator :

On a :

$$[v_{abcs1}] = [R_{s1}][i_{abcs1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcs1}] \quad (I.27)$$

En appliquant la transformation de Park :

$$[P(\theta_{s1})]^{-1}[v_{dqos1}] = [R_{s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{dqos1}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_{s1})]^{-1}[\varphi_{dqos1}]) \quad (I.28)$$

$$[v_{dqos1}] = [R_{s1}][i_{dqos1}] + [P(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} ([P(\theta_{s1})]^{-1}[\varphi_{dqos1}]) + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqos1}] \quad (I.29)$$

On démontre que :

$$[P(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} ([P(\theta_{s1})]^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s1}}{dt} \quad (I.30)$$

Donc :

$$[v_{dqos1}] = [R_{s1}][i_{dqos1}] + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s1}}{dt} [\varphi_{dqos1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqos1}] \quad (I.40)$$

Après le développement on trouve :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{os1} \end{bmatrix} + \omega_{s1} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{os1} \end{bmatrix} \quad (I.41)$$

Ou encore en développant les matrices, avec la composante homopolaire nulle, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega_{s1}\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs1} + \omega_{s1}\varphi_{ds1} \end{cases} \quad (I.42)$$

On aura pour la 2^{ème} étoile les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds2} - \omega_{s1}\varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs2} + \omega_{s2}\varphi_{ds2} \end{cases} \quad (I.43)$$

On aura au rotor les équations suivantes :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_{gl} \varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \omega_{gl} \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.44)$$

On pose :

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$$

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$$

ω_{gl} : Pulsation électrique de glissement,

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Pulsation rotorique.

Les équations finales des tensions de la MASDE sont [7] :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega_{s1}\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs1} + \omega_{s1}\varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds2} - \omega_{s1}\varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs2} + \omega_{s2}\varphi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\varphi_{dr} - \omega_{gl}\varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\varphi_{qr} + \omega_{gl}\varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.45)$$

I.8.4. Equations des flux

On applique cette transformation aussi sur les équations des flux, on trouve [8] :

On a :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (I.46)$$

Donc :

Pour la 1^{ère} étoile :

$$[\varphi_{s1abc}] = [L_{s1s1}][i_{sabc1}] + [L_{s1s2}][i_{sabc2}] + [L_{s1r}][i_{rabc}] \quad (I.47)$$

$$[\varphi_{dqos1}] = [P(\theta_{s1})][\varphi_{abc s1}] \quad (I.48)$$

$$[\varphi_{dqos1}] = [P(\theta_{s1})][L_{s1s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{dqos1}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[i_{dqos2}] + [P(\theta_{s1})][L_{rs1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{dqor}] \quad (I.49)$$

Pour la 2^{ème} étoile :

$$[\varphi_{dqos2}] = [P(\theta_{s2})][L_{s2s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{dqos1}] + [P(\theta_{s1})][L_{s2s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[i_{dqos2}] + [P(\theta_{s1})][L_{rs2}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{dqor}] \quad (I.50)$$

Pour le rotor :

$$[\varphi_{dqor}] = [P(\theta_r)][L_{rs1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{dqos1}] + [P(\theta_r)][L_{rs2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[i_{dqos2}] + [P(\theta_r)][L_{rr}][P(\theta_r)]^{-1}[i_{dqor}] \quad (I.51)$$

Donc les équations de flux sont :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds2} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs2} \end{cases} \quad (I.52)$$

On pose :

L_m : l'inductance mutuelle cyclique entre la première étoile, la deuxième l'étoile et le rotor. Le système d'équations (I.52) est réécrit comme suit [9] :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds2} + i_{ds1} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs2} + i_{qs1} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{dr} + i_{ds1} + i_{ds2}) \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qr} + i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (I.53)$$

La forme matricielle de ces équations s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (I.54)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{qs1} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.55)$$

Avec :

$L_{s1} + L_m$: inductance propre cyclique du 1^{er} stator.

$L_{s2} + L_m$: inductance propre cyclique du 2^{ème} stator.

$L_r + L_m$: inductance propre cyclique du rotor.

I.8.5. Equation mécanique

I.8.5.1. Puissance instantanée

Si nous changeons le repère, nous devons trouver une expression pour le couple électromagnétique dans le nouveau repère [4].

Pour calculer la formule du couple instantané, nous devons trouver la puissance instantanée qu'elle est consommée par une machine asynchrone double étoile est donnée par la formule suivante [4] :

$$P = [v_{s1}]^t [i_{s1}] + [v_{s2}]^t [i_{s2}] \quad (I.56)$$

Ce qui donne :

$$P = v_{as1}i_{as1} + v_{bs1}i_{bs1} + v_{cs1}i_{cs1} + v_{as2}i_{as2} + v_{bs2}i_{bs2} + v_{cs2}i_{cs2} \quad (I.57)$$

Comme déjà indiqué, la transformation des Park permet de conserver la puissance instantanée.

Ensuite nous pouvons écrire :

$$P = V_{ds1}i_{ds1} + V_{qs1}i_{qs1} + V_{ds2}i_{ds2} + V_{qs2}i_{qs2} \quad (I.58)$$

Si nous remplaçons la tension et le courant de l'axe (d, q) dans l'équation (I.31) par l'expression de l'équation (1.25), nous trouvons l'expression de la puissance absorbée dans l'instantané suivant :

$$\begin{aligned} P = & \underbrace{R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2}_{\text{terme 1}} \\ & + \underbrace{\omega_s (\varphi_{ds1}i_{qs1} - \varphi_{qs1}i_{ds1} + \varphi_{ds2}i_{qs2} - \varphi_{qs2}i_{ds2})}_{\text{terme 2}} \\ & + \underbrace{\frac{d\varphi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt}i_{qs2}}_{\text{terme 3}} \end{aligned} \quad (I.59)$$

Notez que la puissance instantanée développée est constituée de 3 termes.

- Le 1^{er} terme peut être identifié par la perte Joule.
- Le 2^{ème} terme correspond à la force électromagnétique emmagasinée.
- Le 3^{ème} terme représente la valeur convertie de la puissance électrique en puissance mécanique (perte fer considéré nulles).

I.8.5.2 Couple électromagnétique :

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous forme générique :

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega_s \quad (I.60)$$

Avec :

Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor.

C_{em} : le couple électromagnétique développé.

On a dans l'expression de la puissance absorbée le 2^{ème} terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_s [\varphi_{ds1}i_{qs1} + \varphi_{ds2}i_{qs2} - \varphi_{qs1}i_{ds1} - \varphi_{qs2}i_{ds2}] \quad (I.61)$$

Le couple électromagnétique est comme suivant :

$$C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega_s} [\varphi_{ds1}i_{qs1} + \varphi_{ds2}i_{qs2} - \varphi_{qs1}i_{ds1} - \varphi_{qs2}i_{ds2}] \quad (I.61)$$

$$C_{em} = p [\varphi_{ds1}i_{qs1} + \varphi_{ds2}i_{qs2} - \varphi_{qs1}i_{ds1} - \varphi_{qs2}i_{ds2}] \quad (I.62)$$

Avec :

p : le nombre de paires de pôles de cette machine.

En remplaçant les équations des flux (I.53) dans l'équation de couple (I.62), on aura :

$$\begin{aligned} C_{em} = & p [\{L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})\}i_{qs1} + \{L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})\}i_{qs2}] - \\ & p [\{L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})\}i_{ds1} + \{L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})\}i_{ds2}] \end{aligned} \quad (I.63)$$

$$C_{em} = pL_m [i_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - i_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (I.64)$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques :

$$\varphi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \quad (\text{I.65})$$

$$\varphi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \quad (\text{I.66})$$

On tire :

$$i_{dr} = \frac{\varphi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (\text{I.67})$$

$$i_{qr} = \frac{\varphi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (\text{I.68})$$

On remplace i_{dr} et i_{qr} dans l'équation du couple, ça nous donne :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\varphi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \varphi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (\text{I.69})$$

I.8.5.3 Équation mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{I.70})$$

I.9 Modèle de la Machine

Dans notre travail, nous modélisons et contrôlons MASDE à l'aide d'un référentiel associé à un champ tournant.

Dans ce cas, le modèle MASDE serait [6].

$$\begin{aligned} v_{ds1} &= R_{s1} i_{ds1} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} - \omega_s \varphi_{qs1} \\ v_{qs1} &= R_{s1} i_{qs1} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} + \omega_s \varphi_{ds1} \\ v_{ds2} &= R_{s2} i_{ds2} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} - \omega_s \varphi_{qs2} \\ v_{qs2} &= R_{s2} i_{qs2} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} + \omega_s \varphi_{ds2} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{I.71})$$

I.9.1 Mise sous forme d'équation d'état

La représentation d'état consiste à exprimer le modèle de la machine sous forme :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU$$

Avec :

A : matrice d'évolution du système

X : vecteur d'état.

B : vecteur de commande.

U : vecteur d'entrée

On choisit dans tout ce qui suit, le vecteur $[\varphi_{ds1}, \varphi_{ds2}, \varphi_{qs1}, \varphi_{qs2}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}]$ Comme vecteur d'état X [13].

À partir des systèmes d'équations (I.53), les différents courants s'expriment :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds1} = \frac{\varphi_{ds1} - \varphi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{ds2} = \frac{\varphi_{ds2} - \varphi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{qs1} = \frac{\varphi_{qs1} - \varphi_{mq}}{L_{s1}} \\ i_{qs2} = \frac{\varphi_{qs2} - \varphi_{mq}}{L_{s2}} \\ i_{dr} = \frac{\varphi_{dr} - \varphi_{md}}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{\varphi_{qr} - \varphi_{mq}}{L_r} \end{array} \right. \quad (I.72)$$

Le flux magnétisant φ_m est la somme des deux flux magnétisants direct φ_{md} et quadratique φ_{mq} d'où [9] :

$$\varphi_m = \sqrt{\varphi_{md}^2 + \varphi_{mq}^2} \quad (I.72)$$

Les deux expressions des flux magnétisants en fonction des courants rotoriques et statoriques sont :

$$\varphi_{md} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \quad (I.73)$$

$$\varphi_{mq} = L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \quad (I.74)$$

$$\varphi_{md} = \left(\frac{\varphi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{dr}}{L_r} \right) L_a \quad (I.75)$$

$$\varphi_{mq} = \left(\frac{\varphi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{qr}}{L_r} \right) L_a \quad (I.76)$$

Avec :

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}} \quad (I.77)$$

On remplace le système d'équations (I.77) dans le système d'équations (I.54) on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\varphi_{ds1} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{ds2} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\varphi_{qs1} - \varphi_{mq}) - \omega_s \varphi_{ds1} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{qs2} - \varphi_{mq}) - \omega_s \varphi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} (\varphi_{dr} - \varphi_{md}) + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} (\varphi_{qr} - \varphi_{mq}) - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (I.78)$$

En remplaçant φ_{md} et φ_{mq} par leurs valeurs dans le système d'équations (I.78), on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} = v_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2} \right) \varphi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \varphi_{ds2} + \omega_s \varphi_{qs1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} = v_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} \right) \varphi_{ds2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2} L_{s1}} \varphi_{ds1} + \omega_s \varphi_{qs2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} = v_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2} \right) \varphi_{qs1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \varphi_{qs2} - \omega_s \varphi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} = v_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} \right) \varphi_{qs2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2} L_{s1}} \varphi_{qs1} - \omega_s \varphi_{ds2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \varphi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{ds1} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \varphi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{qs1} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{qs2} \end{array} \right. \quad (I.79)$$

Nous mettons le système d'équations (2.70) sous forme d'un système d'équations d'état :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU$$

Avec :

$$X = [\varphi_{ds1}, \varphi_{ds2}, \varphi_{qs1}, \varphi_{qs2}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}]^T$$

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{s1}}{L_{s1}} + \frac{R_{s1} \cdot L_{s1}}{L_{s1}^2} & \frac{R_{s1} \cdot L_a}{L_{s1} \cdot L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1} \cdot L_a}{L_r \cdot L_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2} \cdot L_a}{L_{s2} \cdot L_{s1}} & \frac{R_{s2} \cdot L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2} \cdot L_a}{L_r \cdot L_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1} \cdot L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1} \cdot L_a}{L_{s1} \cdot L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1} \cdot L_a}{L_r \cdot L_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2} \cdot L_a}{L_{s2} \cdot L_{s1}} & \frac{R_{s2} \cdot L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2} \cdot L_a}{L_r \cdot L_{s2}} \\ \frac{R_r \cdot L_a}{L_r \cdot L_{s1}} & \frac{R_r \cdot L_a}{L_r \cdot L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_r \cdot L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_r \cdot L_a}{L_r \cdot L_{s2}} & \frac{R_r \cdot L_a}{L_r \cdot L_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{R_r \cdot L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs1} \\ v_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

I.10. Simulation de la MASDE alimentée par le réseau électrique

La simulation comprend à insérer le modèle électromécanique de la MASDE sous Matlab/Simulink pour analyser et tester son fonctionnement dans des conditions variées. La MASDE est alimentée par des sources électriques totalement sinusoïdales et équilibrées, comme indiqué dans la formule suivante :

Pour le 1^{er} stator :

$$\begin{cases} v_{sa1} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t) \\ v_{sb1} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc1} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.80)$$

Pour le 2^{ème} stator :

$$\begin{cases} v_{sa2} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t) \\ v_{sb2} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc2} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.81)$$

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension ($V_s = 220$ V).

ω_s : Pulsation alimentation ($\omega_s = 2.\pi.f = 314$ rad/s).

I.11. Résultats de simulation

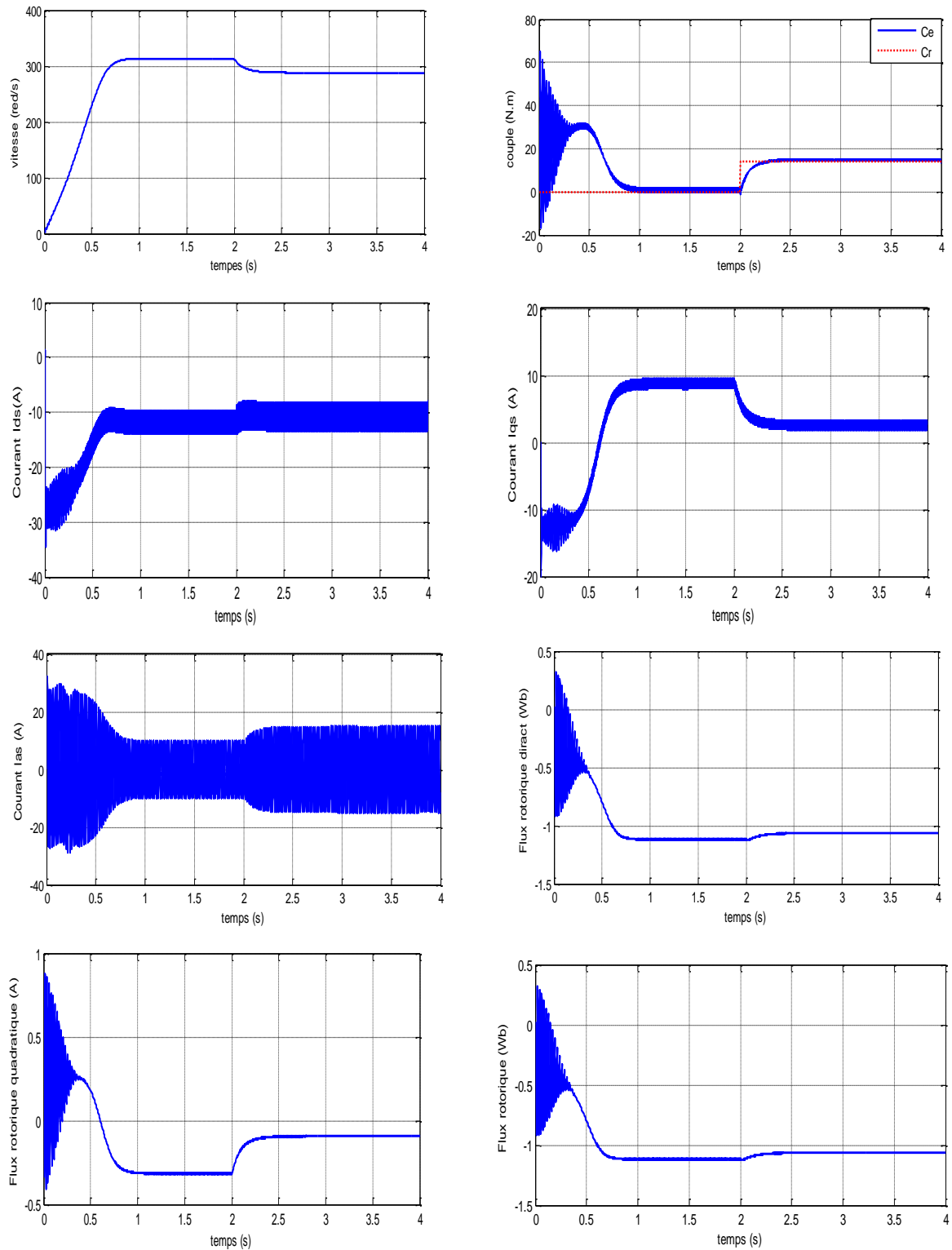


Figure I.6 : Résultats de simulation de la MASDE alimentée par un réseau triphasé.

La MASDE alimentée par deux sources sinusoïdales et équilibrées, On remarque que les courbes sont divisées en trois parties fondamentales. La première partie c'est la partie de démarrage, la vitesse, le couple électromagnétique et les flux rotoriques augmentent, les courants statoriques passe par une période de régime transitoire, cela est nécessaire pour que le système devienne stable. Les courants statoriques atteignent une valeur maximale de 4 à 5 fois les courants nominaux dont cette valeur est 27A.

La deuxième partie c'est la partie à vide, la vitesse atteindra une valeur presque que la vitesse de synchronisme, la valeur de couple Electromagnétique est presque nulle, Puis le courant diminue et prennent une forme sinusoïdale au régime permanent pour atteindre la valeur de ($i_n=6A$). A noter que les deux étoiles ont les mêmes paramètres.

Dans la troisième partie on applique la charge ($C_r=14 N.m$) dans la période $t=2s$, on remarque une augmentation des courants et de couple, la vitesse à diminué a cause de la charge.

I.12. Conclusion

Afin de résoudre ce problème, on propose la technique de la commande vectorielle. Ce chapitre a fait l'objet de l'établissement d'un modèle mathématique de la MASDE basé sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices.

On a étudié les caractéristiques de la MASDE alimentée directement par des sources sinusoïdales

L'insertion de la charge engendre une variation de la vitesse (diminution en fonctionnement moteur) et montre le fort couplage qui existe entre les deux axes ($d q$) ce qui rend le contrôle séparé très difficile. Pour remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de la commande vectorielle par l'orientation du flux rotorique qui permet un découplage du système et facilite le réglage indépendant de chaque axe.

Chapitre II

Commande Vectorielle de la MASDE et leur Alimentation

Chapitre II : Commande vectorielle de la MASDE et leur alimentation

II.1. Introduction

En 1972, Blascke a introduit le concept de commande vectoriel. Cependant, ce n'est que grâce aux progrès de la microélectronique qu'il a été mis en œuvre et mis en pratique. En fait, cela nécessite des calculs de transformée de Park, une évaluation trigonométrique, une intégration, un contrôle, etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique [1].

Nous allons utiliser un convertisseur statique de puissance qui est un élément important dans le système d'entraînement. Son circuit de commande permet de transformer le signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants, la conception assistée par ordinateur (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques. Les harmoniques à la sortie du convertisseur causent l'échauffement de la machine et des pulsations de couple. Par contre, les harmoniques à l'entrée provoquent des perturbations sur le réseau. Avec la disponibilité des transistors de puissance à coût moindre et le développement des algorithmes MLI ainsi que les algorithmes SVM, il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur et par conséquent minimiser des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple [14] :

Dans ce chapitre on va procéder en premier lieu à la modélisation de l'alimentation de la machine (redresseur, filtre RLC, onduleur MLI), ainsi que les différentes stratégies utilisées dans la commande de l'onduleur de tension, ensuite, on va entamer la commande vectorielle de la MASDE, enfin, le tout sera l'objet d'une simulation qui montrera l'étude présentée [13].

Enfin, nous présentons des simulations de l'application de la commande vectoriel indirect pour une machine asynchrone double étoile pilotée par deux onduleurs de tension à deux niveaux et contrôlée par une stratégie triangle - sinusoïdale avec une seule porteuse bipolaire [1].

II.2. Modélisation de l'alimentation de la machine

L'alimentation de la machine est assurée par un ensemble redresseur, filtre RLC, Onduleur MLI (*Figure.II.1*).

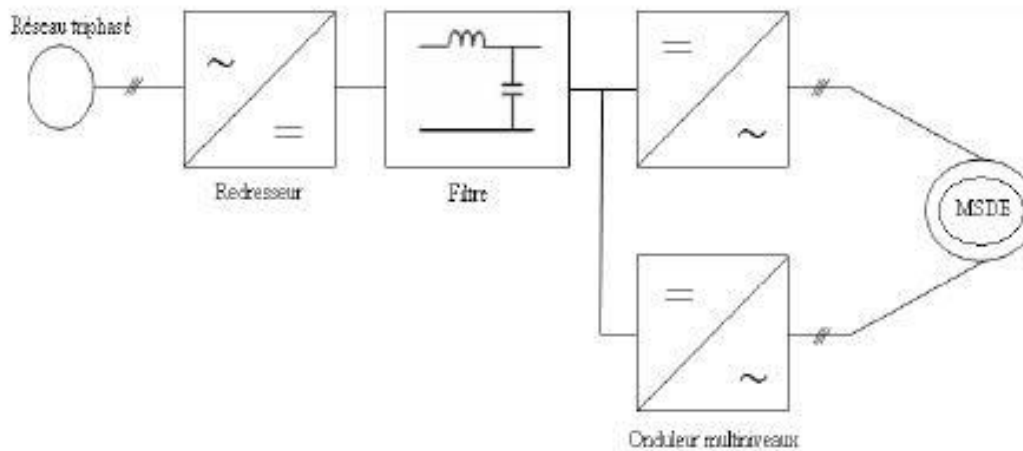


Figure II.1 Le schéma synoptique d'un MASDE et son alimentation.

Les attributs spécifiques d'un actionneur électrique varient en fonction du type de machine, de la source d'alimentation et du fonctionnement du convertisseur de fréquence. Ces fonctionnalités sont Les caractéristiques exigées d'un actionneur électrique varient en fonction du Type de machine, de la source d'alimentation et du fonctionnement du convertisseur de fréquence. Ces caractéristiques sont [16] :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent [13].
- Une large plage de variation de vitesse [13].
- Des petites constantes de temps électrique et mécanique [14].
- Une fréquence et une amplitude constante pour une source d'alimentation triphasée supposé symétrique [14].

II.2.1. Modélisation de redresseur

Un redresseur, également appelé convertisseur AC-DC, c'est un convertisseur conçu pour alimenter une charge DC (inductive ou capacitive) à partir d'une source AC, dont La source d'alimentation est généralement une source de tension.

Un redresseur est essentiellement constitué d'une diode et d'un thyristor, Ce dernier n'est utilisé que lorsqu'il est nécessaire de modifier des variables électriques en sortie du redresseur [15].

Il existe plusieurs montages et la décision est basée sur les performances souhaitées.

Seuls les redresseurs triphasés à double alternance non commandé à diodes intéressent notre étude (*Fig.II.2*).

Le redresseur est alimenté par un réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

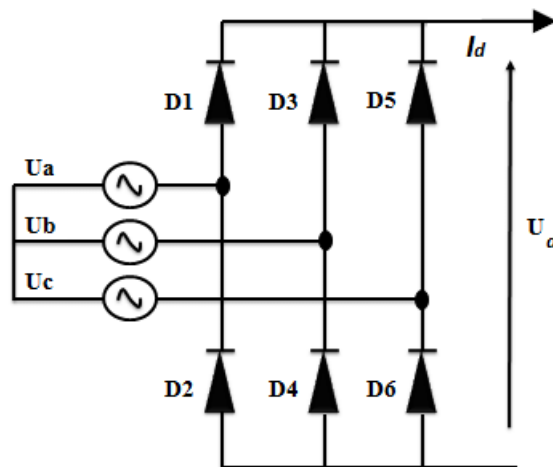


Figure II.2 Représentation du redresseur triphasé à double alternance à diode [16].

Avec :

D_1, D_3 et D_5 sont des diodes à cathode commune, assurant l'allée du courant I_d .

D_2, D_4 et D_6 sont des diodes à anode commune, assurant le retour du courant I_d .

L'alimentation triphasée est supposée être en équilibre, avec une amplitude et une fréquence de tension constantes.

On ignore également la chute de tension due aux phénomènes d'empiètement anodique et aux pertes dans les diodes [17].

Le redresseur est alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{aligned} U_a(t) &= V_m \sin(\omega t) \\ U_b(t) &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c(t) &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.1})$$

La tension à la sortie de redresseur est donnée par :

$$U_d(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (\text{II.2})$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\overline{U_d} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (\text{II.3})$$

Son facteur d'ondulation est donné par :

$$K\% = \frac{U_{dmax} - U_{dmin}}{2\overline{U_d}} = 7\% \quad (\text{II.4})$$

La tension redressée est représentée dans la *Figure II.3*

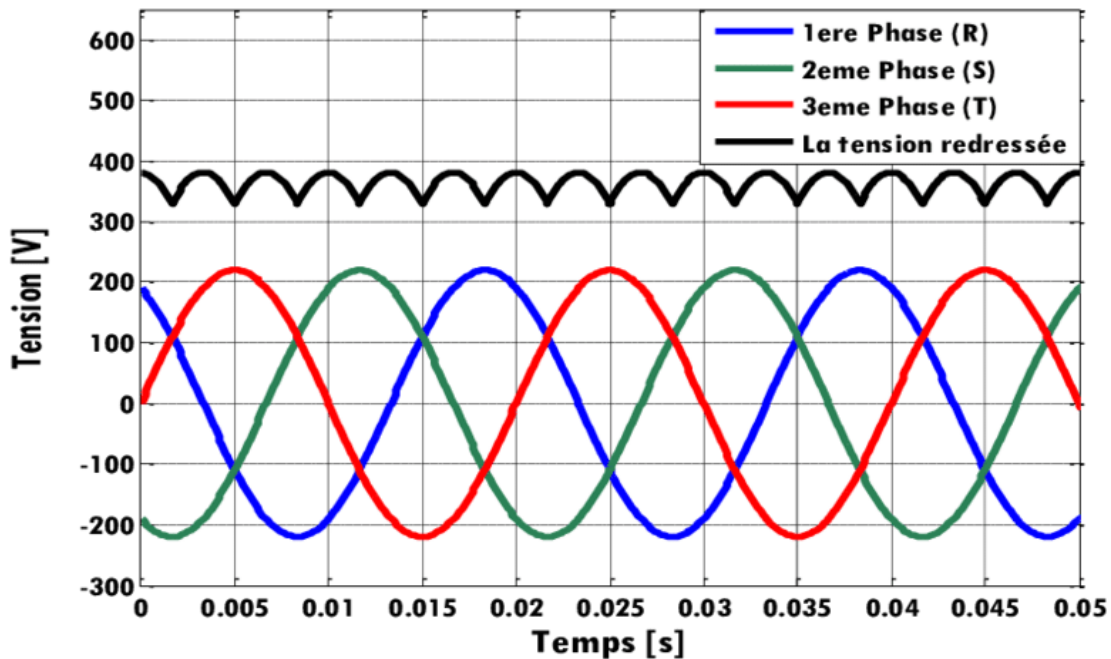


Figure II.3 : Représentation de la Tension redressée [18].

On observe des ondulations dans la tension donc il nous faut un filtre pour les réduire.

II.2.2. Modélisation du filtre

Lors à l'observation du Figure II.3 on a observé des ondulations sur la tension redressée ce qui nous nécessite un filtre pour les minimiser dans notre travail on utilise un filtre RLC passe-bas dont le schéma de ce dernier est représenté dans la figure II.4 ci-dessous.

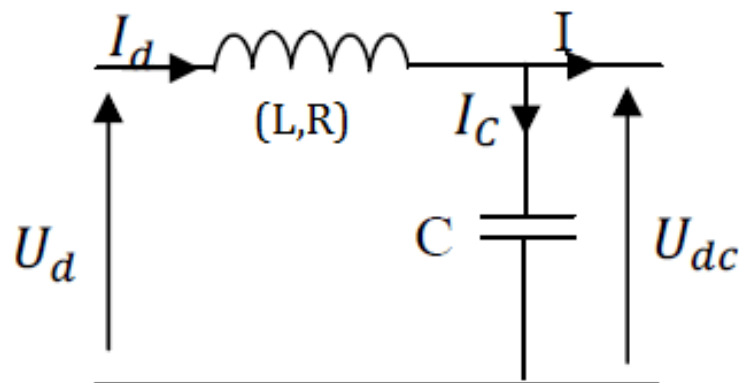


Figure II.4 Schéma du filtre passe bas [19].

- Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge [20].
- L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant [20].

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + R \cdot I_d + U_{dc}(t) \quad (\text{II.5})$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{d(t)} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) \quad (\text{II.6})$$

La pulsation de coupure est :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = 2 \cdot \pi \cdot f_c \quad (\text{II.7})$$

Avec :

f_c : est la fréquence de coupure du filtre.

II.2.3. Modélisation de l'onduleur de tension

La vitesse (ou position) du rotor d'une machine asynchrone s'ajuste logiquement en agissant sur la fréquence de la tension statorique (ou courant statorique), Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension à fréquence variable [21].

On utilise les onduleurs de tension puisque ils sont au cœur des systèmes d'alimentation électrique et ils représentent une fonction importante de l'électronique de puissance et il sont utilisés dans de nombreux domaines d'application, dont le plus connu est sans aucun doute la modification de la vitesse des équipements à courant alternatif, le développement puissant de cette capacité repose sur le développement de composants semi-conducteurs entièrement contrôlables, puissants, robustes et rapides [22].

Dans notre étude on va utiliser l'onduleur multi-niveaux (deux niveaux).

II.2.3.1. Onduleur de tension à deux niveaux

Le montage de l'onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque Interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche (*Figure II.5*), Les couples d'interrupteurs (K_{11}, K_{21}), (K_{12}, K_{22}), (K_{13}, K_{23}) sont contrôlé d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source,

Afin de protéger les thyristors on doit utiliser des diodes de roue libre D_{ij} [13].

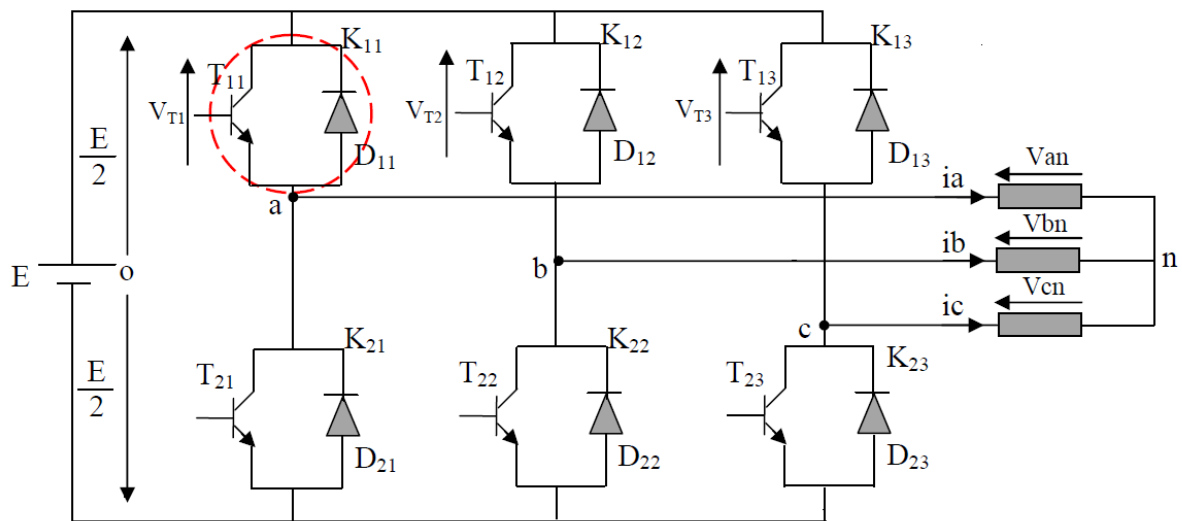


Figure II.5 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d’obtenir à la sortie deux niveaux de tension [13]. Un bras de l’onduleur est représenté par la figure suivante :

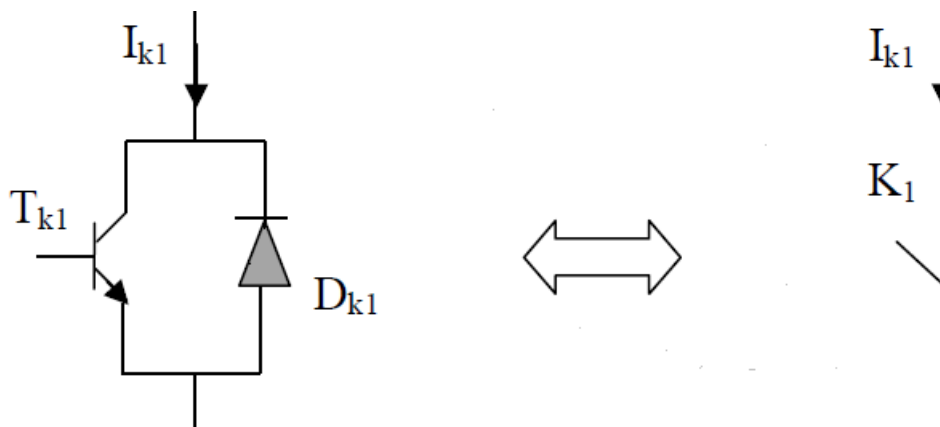


Figure II.6: Représentation d’un GTO [13].

Pour simplifier l’étude et la complexité de la structure de l’onduleur multi niveaux, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée [22].
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable [22].
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé [22].

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (II.8)$$

Avec :

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont des tensions simples.

$$U_{ca} - U_{ab} = V_{cn} - 2V_{an} + V_{bn} \quad (\text{II.9})$$

Et puisque notre système est équilibré càd :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.10})$$

Donc :

$$V_{an} = -(V_{bn} + V_{cn}) \quad (\text{II.11})$$

On remplace (II-11) dans (II-9) on obtient :

$$U_{ca} - U_{ab} = -3V_{an} \quad (\text{II.12})$$

Alors :

$$V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \quad (\text{II.13})$$

On écrit La tension aux bornes des transistors comme suit :

$$V_{T1} = \begin{cases} 0 \text{ si } K_{11} = 1(\text{fermé}) \\ E \text{ si } K_{11} = 0(\text{ouvert}) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

$$V_{T2} = \begin{cases} 0 \text{ si } K_{12} = 1(\text{fermé}) \\ E \text{ si } K_{12} = 0(\text{ouvert}) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

$$V_{T3} = \begin{cases} 0 \text{ si } K_{13} = 1(\text{fermé}) \\ E \text{ si } K_{13} = 0(\text{ouvert}) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Donc :

$$V_{T1} = E(1 - K_{11}) \quad (\text{II.17})$$

$$V_{T2} = E(1 - K_{12}) \quad (\text{II.18})$$

$$V_{T3} = E(1 - K_{13}) \quad (\text{II.19})$$

On a:

$$U_{ab} = V_{T2} - V_{T1} \quad (\text{II.20})$$

$$U_{ca} = V_{T1} - V_{T3} \quad (\text{II.21})$$

On remplace V_{T1} et V_{T2} par leurs valeurs, on aura :

$$U_{ab} = E(K_{11} - K_{12}) \quad (\text{II.22})$$

$$U_{ca} = E(K_{13} - K_{11}) \quad (\text{II.23})$$

On remplace (II-22) et (II-23) dans l'équation (II-13), on aura :

$$V_{an} = \frac{E}{3}[2K_{11} - K_{12} - K_{13}] \quad (\text{II.24})$$

De même, on obtient :

$$V_{bn} = \frac{E}{3}[-K_{11} + 2K_{12} - K_{13}] \quad (\text{II.25})$$

$$V_{cn} = \frac{E}{3}[-K_{11} - K_{12} + 2K_{13}] \quad (\text{II.26})$$

Donc on a le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{E}{3} [2K_{11} - K_{12} - K_{13}] \\ V_{bn} = \frac{E}{3} [-K_{11} + 2K_{12} - K_{13}] \\ V_{cn} = \frac{E}{3} [-K_{11} - K_{12} + 2K_{13}] \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Cette dernière équation peut s'écrire sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{11} \\ K_{12} \\ K_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

II.3. Stratégie de commande de l'onduleur

La MLI est une technique qui permet de contrôler à la fois l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie de l'onduleur en commandant l'ouverture et la fermeture de ses interrupteurs. Cette technique permet également de réduire le taux d'harmoniques indésirables [23]. Comme les stratégies de commande suivantes :

- La stratégie de commande par MLI à hystérésis.
- La stratégie de commande par MLI sinus-triangle.
- La stratégie de commande par MLI vectorielle (SVM).

II.3.1. Principe de la MLI à sinus-triangle

La base de la commande sinus-triangle c'est comparaison d'une onde modulante fréquence (référence) à une onde de porteuse de forme triangulaire haute fréquence. Nous pouvons déterminer les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence d'ouverture et fermeture des interrupteurs est fixée par la porteuse. Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

Pour la 1^{ère} étoile :

$$\begin{cases} V_{an} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{bn} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cn} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Pour la 2^{ème} étoile :

$$\begin{cases} V_{an} = V_m \sin(\omega t - \alpha) \\ V_{bn} = V_m \sin\left((\omega t - \alpha) - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cn} = V_m \sin\left((\omega t - \alpha) + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

$\alpha = \frac{\pi}{6}$ Dans le système :

L'équation de la porteuse :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \cdot \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] \text{ si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2} \right] \\ V_{pm} \left[-4 \cdot \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] \text{ si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

m : le rapport de fréquence modulante $m = \frac{f_p}{f}$

f_p : Fréquence modulante et f Fréquence référence

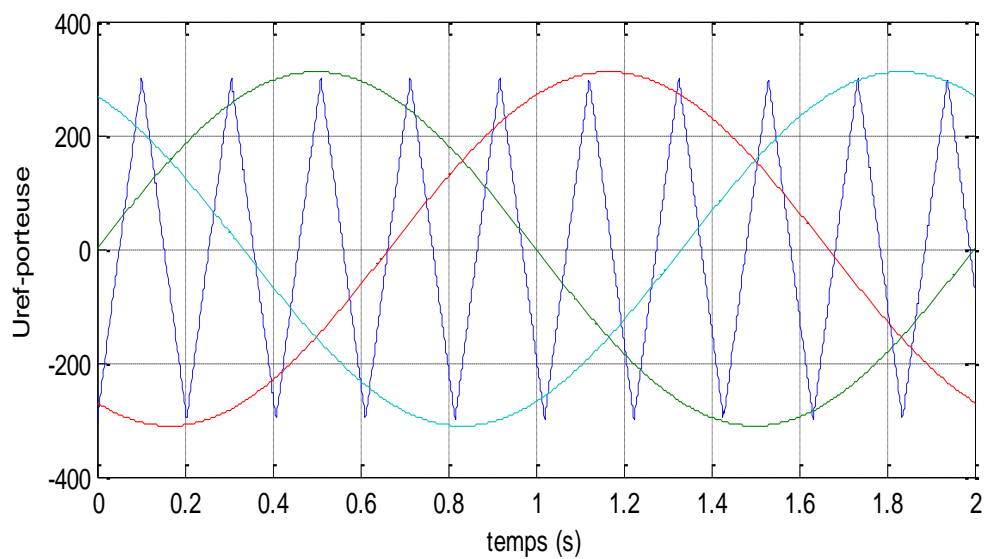


Figure II.7 : la commande MLI par sinus-triangle (en fonction de porteuse).

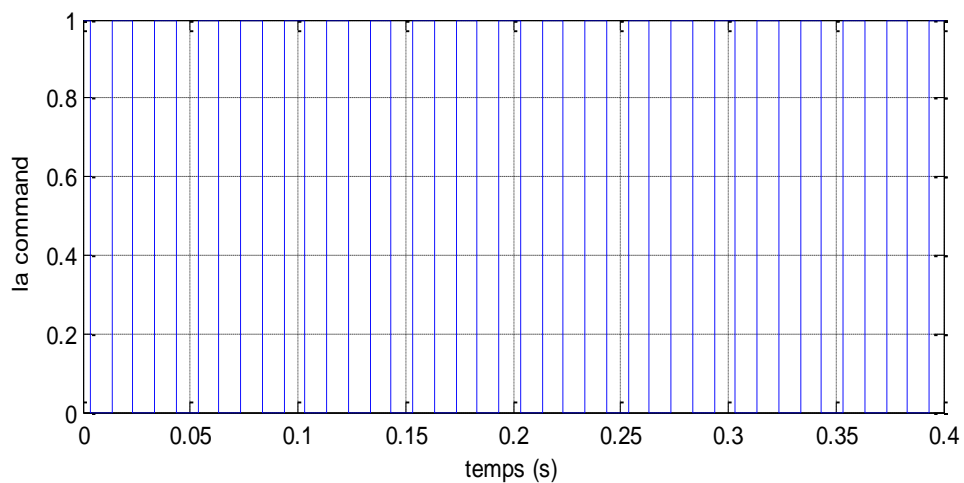


Figure II.8 la commande MLI par sinus-triangle (en fonction de commande).

La représentation schématique de l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension à commande M.L.I sinus-triangle est donnée par la figure (Figure II.9) [13].

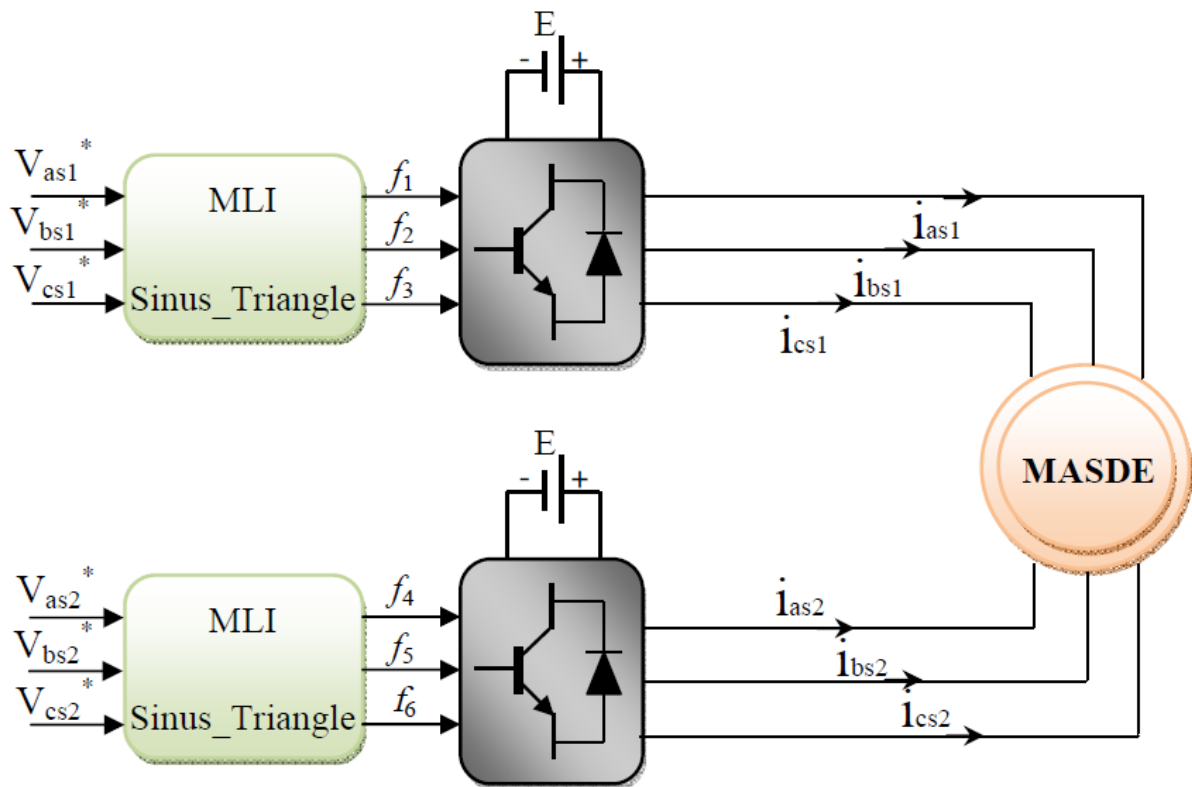


Figure II.9 : Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension commandé par MLI Sinus-Triangle.

II.4. Définition de la commande vectorielle

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 [25].

II.5. Principe de la commande vectorielle

L'orientation du flux consiste du vecteur flux qui suivre l'un des axes du repère (d, q) , Pour contrôler la machine asynchrone à double étoile (MASDE), il faut que le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple afin de rendre le principe de cette machine comme à celui d'une machine à courant continu donc on placera le référentiel (d, q) pour que le flux soit aligné avec l'axe direct "d". Donc le flux est contrôlé par la composante directe du courant et le couple est contrôlé par la composante quadratique "q". Le cas d'une machine asynchrone à double étoile est beaucoup plus difficile parce qu'il faut contrôler cinq grandeurs, deux courants directes et deux courants quadratures ou quatre tensions statoriques directes et quadratures et contrôle la fréquence de ces signaux.

Lors de la modélisation de la machine dans un référentiel placé avec champ tournant, la machine asynchrone à double étoile tourne le référentiel d q et les champs statoriques, rotoriques et d'entrefer à la même vitesse [1]. L'orientation de l'un de ces trois champs suivre l'axe d du référentiel donc le principe de base de la commande par orientation du flux est effectué. Cette transformation de l'expression du couple électromagnétique similaire la forme à celle de la machine à courant continu.

Le couple est donné par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2}) - \varphi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (II.32)$$

Le repère est parfaitement orienté, donc $\varphi_{qr}=0$ et $\varphi_{dr} = \varphi_r$

Ça va devenir des grandeurs en régime permanente.

Alors la formule de couple :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{q1} + i_{q2}) - \varphi_r] = k'' \cdot i_q \cdot \varphi_r \quad (II.33)$$

Avec :

$$k'' = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad (II.34)$$

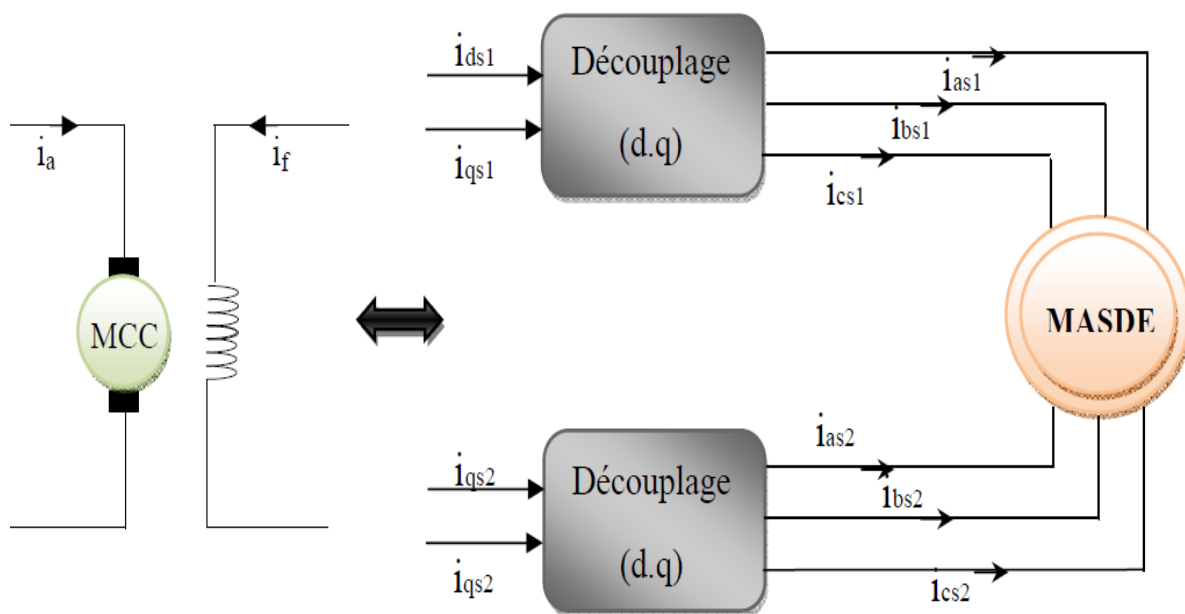


Figure II.10 : Principe de la commande vectorielle.

II.6. Choix d'orientation de flux

La modélisation de la MASDE est basée sur la nature de source de et le repère qui lié au champ tournant (d q). Après, l'étape suivante consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles [26] :

Flux rotorique :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{qr} = 0$$

Flux statorique :

$$\varphi_{ds} = \varphi_s \text{ et } \varphi_{qs} = 0$$

Flux d'entrefer :

$$\varphi_{dg} = \varphi_g \text{ et } \varphi_{qg} = 0$$

Dans notre étude, nous optons pour le premier choix, l'orientation du flux rotorique, qui permet d'obtenir un variateur de vitesse, où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques [11].

II.7. Différentes méthodes de la commande vectorielle

Il est nécessaire de connaître la position du flux à orienter dans chaque période afin que le changement de données annule sa composante en quadrature. On distingue deux méthodes de commande du flux, directe et indirecte suivantes :

II.7.1 Méthode de la commande directe

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quel que soit le régime de fonctionnement.

Pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de à l'aide de capteur, mais les capteurs du flux sont fragiles et ne fonction pas dans des conditions tels que les vibrations et les échauffements [13].
- L'estimation du flux avec des méthodes mathématiques. A condition de la présence des variations des paramètres de la machine [13].

II.7.2 Méthode de la commande indirecte

Le réglage de flux est en boucle ouverte. Il n'est pas mesuré Les grandeurs (tensions ou courants) et il n'est estimera assurant le découplage sont évaluées avec des équations de moteur en régime transitoire [13].

II.7.3. Commande vectorielle indirecte

Dans notre travail on utilise la commande vectorielle indirect, le principe de cette modalité consiste de détecter la position de flux rotorique.

Les commandes sont obtenues avec des équations de la MASDE liées par orientation du flux rotorique.



Figure II.11 : Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (OFR).

L'orientation du flux rotorique sur le système d'équation, les courants rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{L_m}{L_m+L_r} [\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = -\frac{L_m}{L_m+L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})] \end{cases} \quad (II.35)$$

On intègre (II.35) dans les équations de flux :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = \left(L_{s1} + \frac{L_m}{L_m+L_r} L_r\right) i_{ds1} + \left(\frac{L_m}{L_m+L_r} L_r\right) i_{ds2} + \left(\frac{L_m}{L_m+L_r}\right) \varphi_r^* \\ \varphi_{qs1} = \left(L_{s1} + \frac{L_m}{L_m+L_r} L_r\right) i_{qs1} + \left(\frac{L_m}{L_m+L_r} L_r\right) i_{qs2} \\ \varphi_{ds2} = \left(L_{s1} + \frac{L_m}{L_m+L_r} L_r\right) i_{ds2} + \left(\frac{L_m}{L_m+L_r} L_r\right) i_{ds1} + \left(\frac{L_m}{L_m+L_r} L_r\right) \varphi_r^* \\ \varphi_{qs2} = \left(L_{s1} + \frac{L_m}{L_m+L_r} L_r\right) i_{qs2} + \left(\frac{L_m}{L_m+L_r} L_r\right) i_{qs1} \end{cases} \quad (II.36)$$

On a :

$$\begin{cases} \varphi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} = \frac{\varphi_r^* \cdot \omega_{gl}^*}{R_r} \end{cases} \quad (II.37)$$

On intègre les équations (II.35), (II.36), (II.37) dans les équations de tensions on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = R_r i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs1}^* = R_r i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ V_{ds2}^* = R_{r2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs2}^* = R_{r2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} - \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (II.38)$$

On applique l'orientation du flux rotorique sur le couple, et en pose le courant quadratique de rotor (i_{qr}) de l'équation (II.35) dans (II.38) on trouve :

$$\begin{cases} i_{qs1}^* + i_{qs2}^* = \frac{(L_m+L_r)}{P L_m \varphi_r^*} C_{em}^* \\ \omega_{gl}^* = \frac{R_r+L_m}{(L_m+L_r) \varphi_r^*} (i_{qs1}^* + i_{qs2}^*) \end{cases} \quad (II.39)$$

En peut déduire les courants (i_{ds1}^* , i_{ds2}^* , i_{qs1}^* , i_{qs2}^*) à partir d'un couple électromagnétique C_{em}^* et flux φ_r^* par les équations (II.38).

$$\begin{cases} i_{ds1}^* + i_{ds2}^* = (\varphi_r^* + T_r \frac{d\varphi_r^*}{dt}) \frac{1}{L_m^2} \\ i_{qs1}^* + i_{qs2}^* = \frac{(L_m + L_r)}{P L_m \varphi_r^*} C_{em}^* \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Dans le système d'équations (II.38), on prend les premières parties linéaires et on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques pour faire un découplage parfait [11].

$$\begin{cases} V_{ds1l} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} \\ V_{qs1l} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} \\ V_{ds2l} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} \\ V_{qs2l} = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Le système (II.41) montre que les tensions statoriques (V_{ds1l} , V_{qs1l} , V_{ds2l} , V_{qs2l}) sont directement reliées aux courants statoriques (i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} , i_{qs2}) [11].

Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références (V_{ds1}^* , V_{ds2}^* , V_{qs1}^* , V_{qs2}^*) à flux constant sont données par [11] :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = V_{ds1l} - V_{ds1c} \\ V_{qs1}^* = V_{qs1l} - V_{qs1c} \\ V_{ds2}^* = V_{ds2l} - V_{ds2c} \\ V_{qs2}^* = V_{qs2l} - V_{qs2c} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds1c} = \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs1c} = \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ V_{ds2c} = \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs2c} = \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

II.8. Dimensionnement des régulateurs

II.8.1. Régulateur de courant

L'identification des paramètres des régulateurs **PI** des systèmes dont la fonction de transfert est du premier ordre, telle que :

$$H(p) = \frac{1}{ap+b} \quad (\text{II.44})$$

La FT d'un régulateur PI en générale est :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (\text{II.45})$$

On néglige La perturbation en boucle fermée, on aura :

$$f(p) = \frac{T(p)}{1+T(p)} = \frac{C(p).H(p)}{1+C(p).H(p)} = \frac{K_p.p+K_i}{ap^2+(b+K_p)p+K_i} \quad (\text{II.46})$$

Pour avoir un système du premier ordre il faut que la fonction de transfert soit de la forme :

$$G(p) = \frac{1}{\tau p+1} \quad (\text{II.47})$$

On identifie (II.46) à (II.47) comme suivant :

$$\frac{K_p p + K_i}{ap^2 + (b + K_p)p + K_i} = \frac{1}{\tau p + 1} \quad (\text{II.48})$$

Ça va donner :

$$K_p \tau p^2 + (K_i \tau + K_p)p + K_i = ap^2 + (b + K_p)p + K_i \quad (\text{II.49})$$

D'où

$$\begin{cases} K_p = a/\tau \\ K_i = b/\tau \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

Le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques :

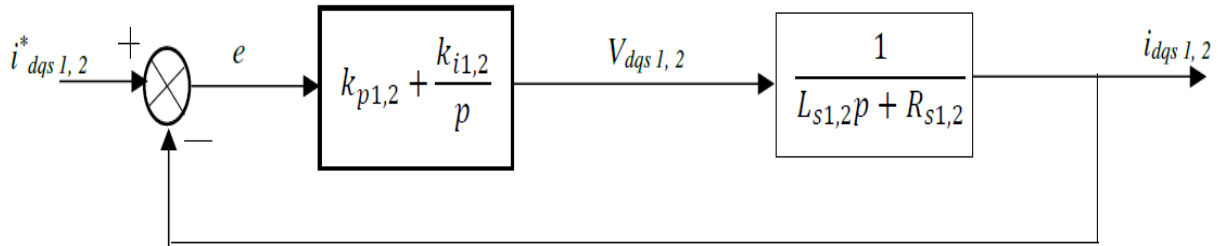


Figure II.12 Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques.

Avec :

$$\begin{cases} K_{p1} = L_{s1}/\tau \\ K_{i1} = R_{s1}/\tau \end{cases} \text{ Et } \begin{cases} K_{p2} = L_{s2}/\tau \\ K_{i2} = R_{s2}/\tau \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

On prend $\tau = \tau_r/6$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $\tau_r = L_r/r_r$ est la constant de temps électrique du système [11].

Les valeurs des gains du régulateur de courant sont : $K_p=300$, $K_i=100000$

II.8.2. Régulateur de vitesse

Pour qu'un système de régulation en cascade fonctionne correctement, la boucle de courant interne doit être plus rapide que la boucle externe.

La chaîne de régulateur de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant.

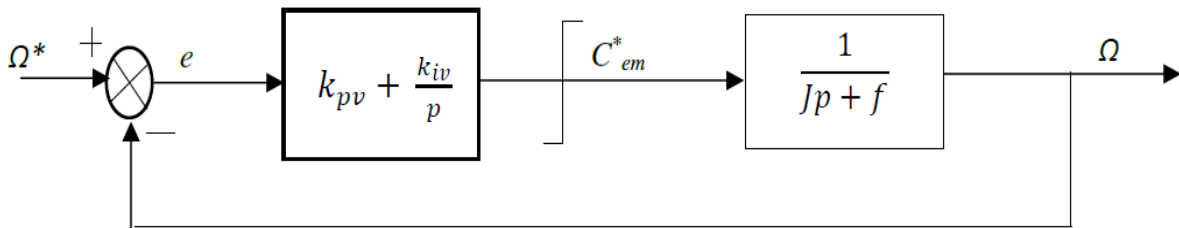


Figure II.13 : Boucle de régulation de vitesse.

L'identification nous donne :

$$\begin{cases} K_{pv} = J/\tau \\ K_{iv} = f/\tau \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

On prend : $\tau = \tau_r$

Les valeurs des gains du régulateur de vitesse sont : $K_p=4$, $K_i=95$

$$C_{em}^*(Lim) = \begin{cases} C_{em}^* si |C_{em}^*| \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} si |C_{em}^*| \geq C_{em}^{max} \end{cases} \quad (II.53)$$

Le couple maximal adopté est $C_{em}^{max} = 50 \text{ N.m}$

II.9. Schéma globale de la commande vectorielle indirecte

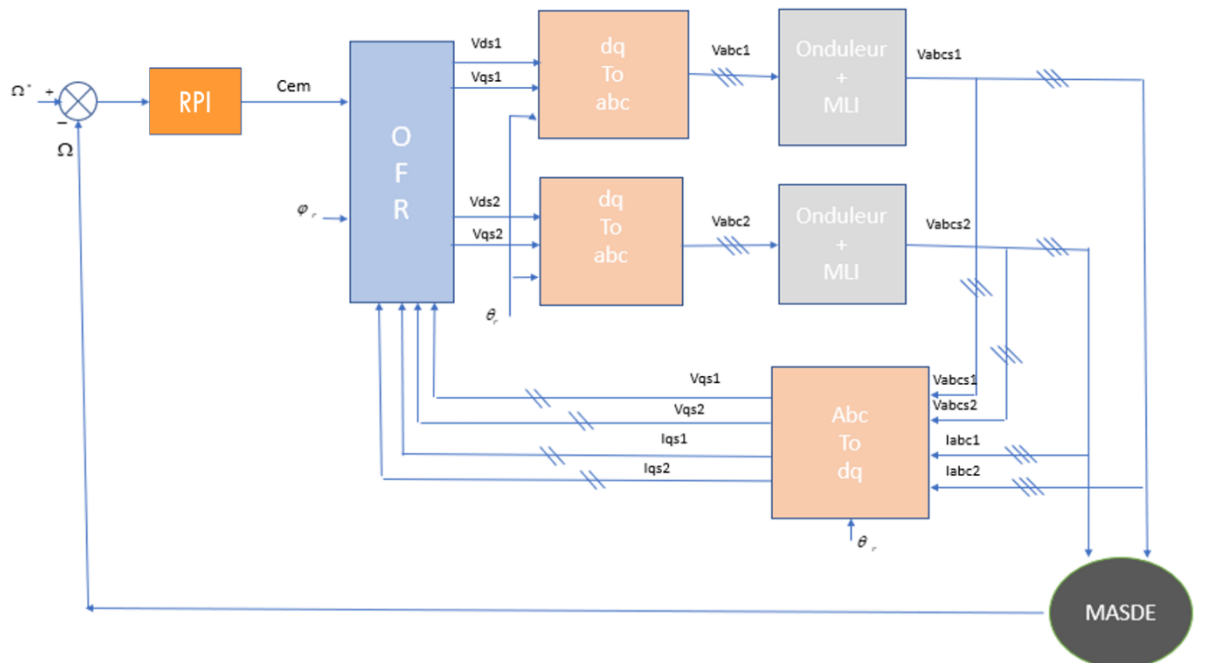
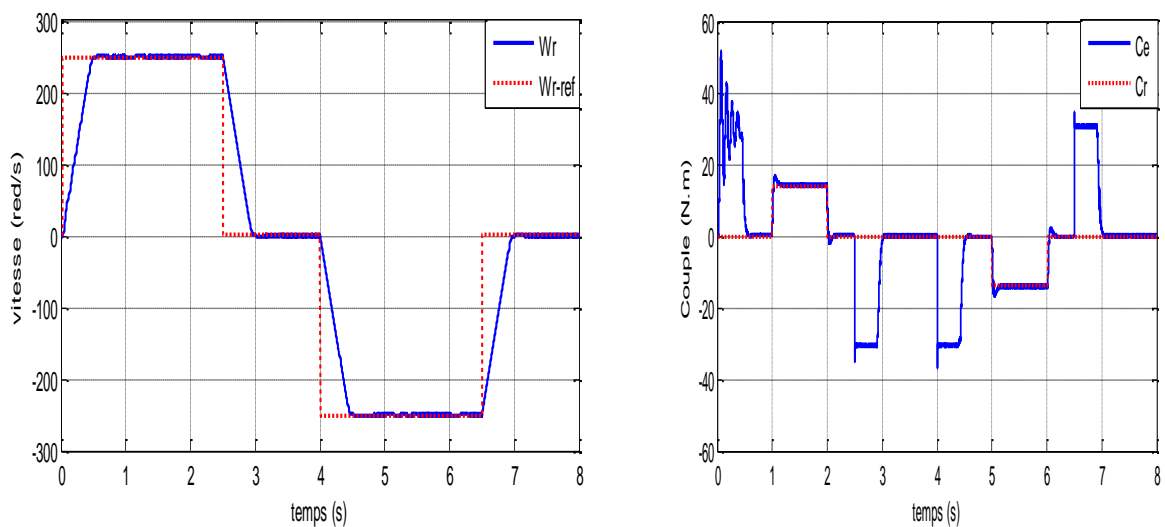


Figure II.14 : Structure globale d'un MASDE avec réglage de vitesse par la commande vectorielle indirect d'un MASDE.

II.10 Résultats de simulation (méthode indirecte)



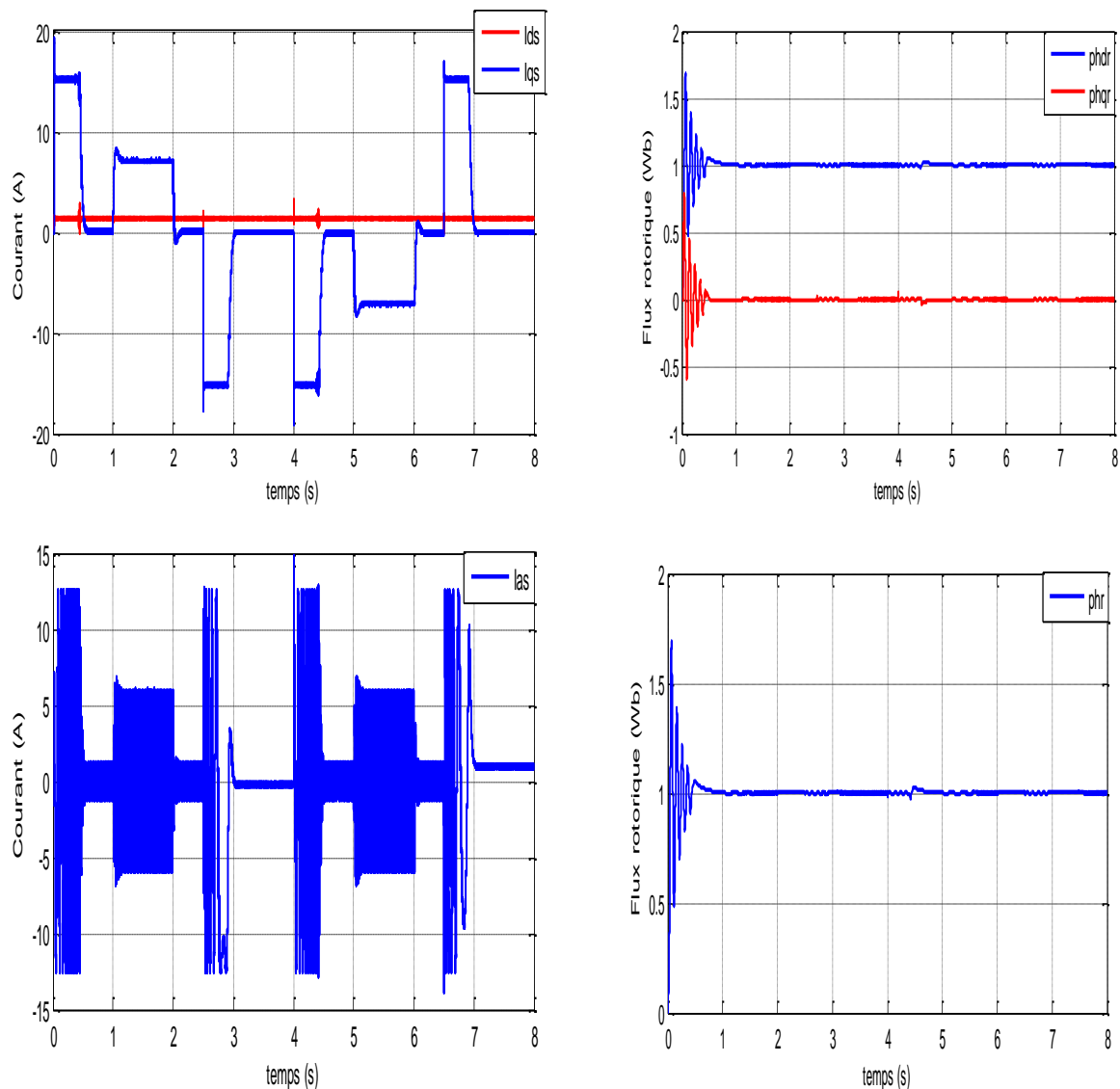


Figure II.15 Résultat de simulation de la commande vectorielle de la MASDE par la méthode indirecte.

II.11. Interprétation des résultats

II.11.1. Application de couple charge

Dans ce qui suit nous verrons le développement des propriétés MASDE tout en commandant la vitesse avec un régulateur PI et en rendant constante, après nous appliquons les charges $\mathcal{C}_r = 14$ N.m respectivement entre les périodes $t=2$ s et $t=3$ s, en supposant que vitesse de référence $\omega_{ref} = 250$ (rd/s). Au démarrage et pendant le fonctionnement du système, la vitesse augmente linéairement dans le temps, jusqu'à atteindre sa valeur de référence à $t=0.5$ avec petit dépassement. Le couple électromagnétique atteint une valeur maximale de 52 N.m à $t = 0,052$ s, puis revient à la stabilité (à $t = 0,5$ s) avec dépasser. Contrôle par régulateur PI les modes de fonctionnement de

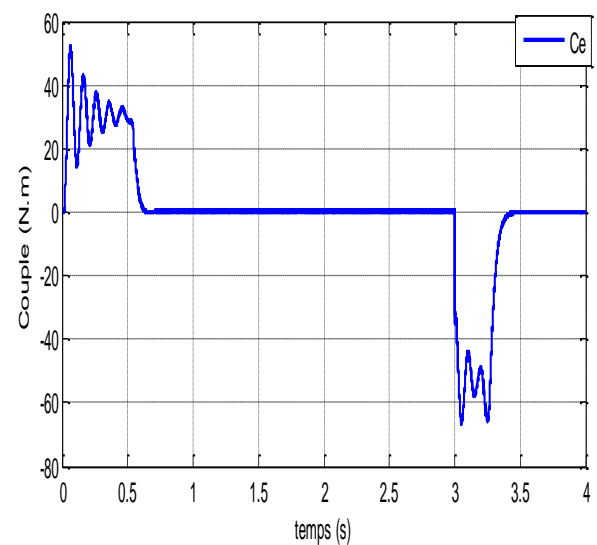
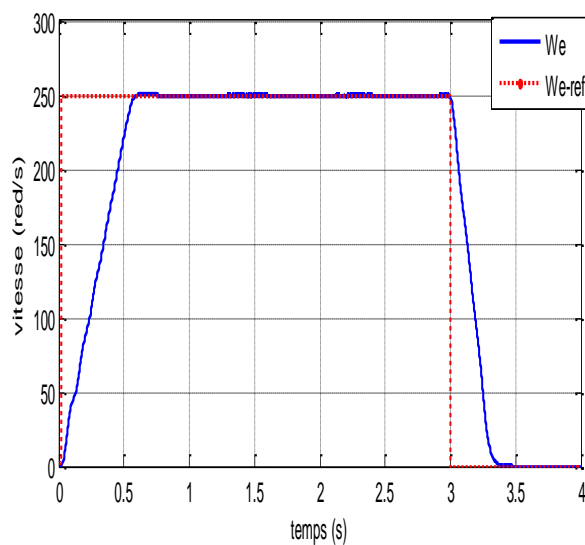
la machine (moteur), avec une régulation précision et stabilité de la vitesse, et la charge a également effet sur le développement mais c'est très fable.

II.11.2. Inversion de sens avec l'application de freinage

Machine asynchrone double étoile Par rapport à la grande variation de vitesse et de référence de freinage, nous introduisons le changement de vitesse de 250(rd/s) à -250(rd/s) dans la période [0,5_2,5] la vitesse et positif, et dans la période [4,5 _6,5] la vitesse et négatif. On Applique le freinage dans les périodes [3 _4] et [7 _8]. On voit le couple électromagnétique et le flux lors de l'inversion du sens de rotation se suit le chemin référence et stabiliser, tandis que les phases de freinage sont complètement visibles, ce qui indique la puissance du commande floue de la machine asynchrone face à de grandes différences de vitesse et de freinage.

II.12. Tests de robustesse

Pour la méthode indirecte et afin de tester la robustesse de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.



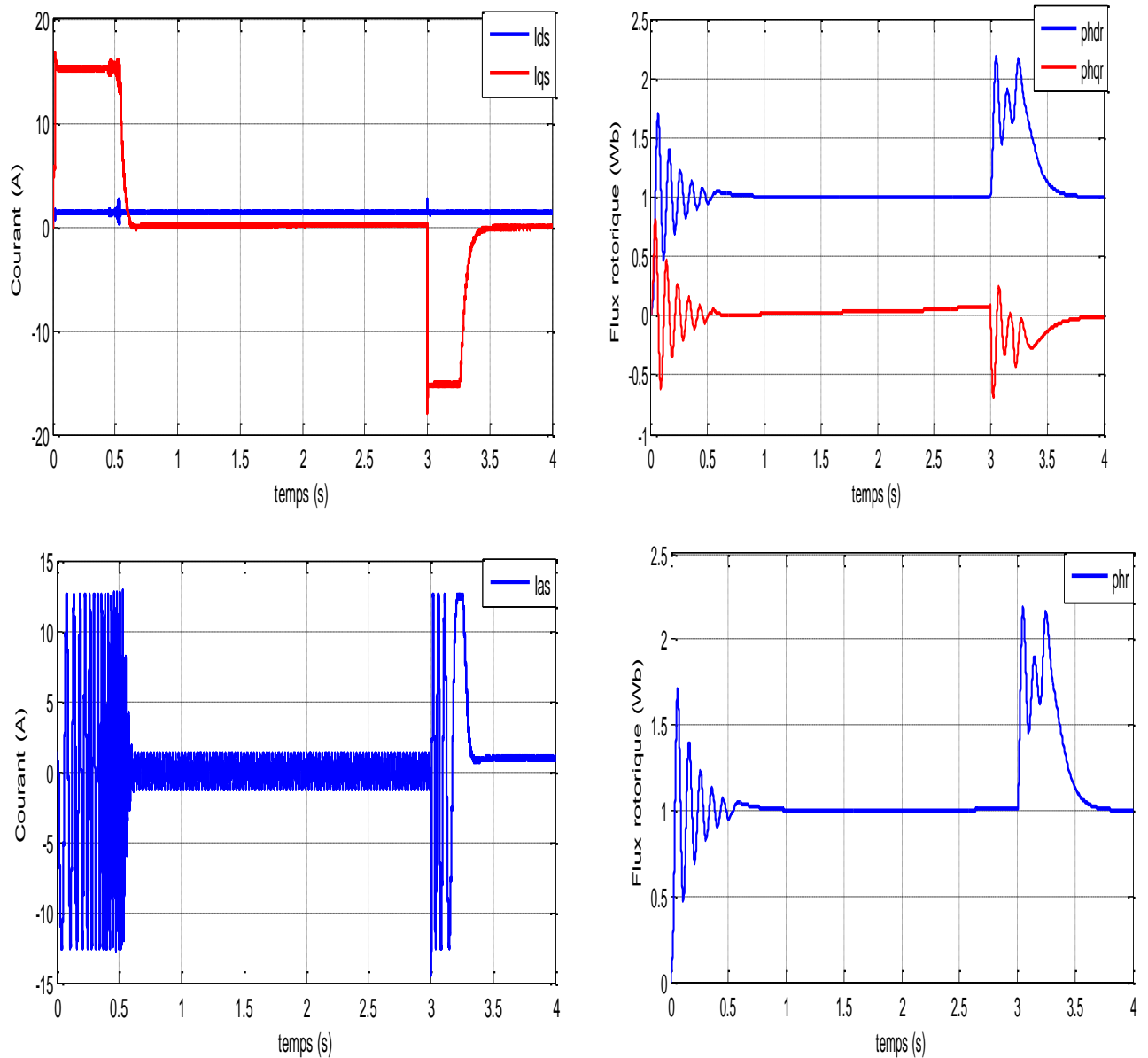


Figure II.16 Test de robustesse de la commande vectorielle de la MASDE par la méthode indirecte.

La figure II.16 représente le changement des caractéristiques de la machine avec la régulation de la vitesse, suivie le changement de la résistance rotorique de 25%, 50%, 75% et 100%, tout en imposant la vitesse de référence $\omega_r = 250 \text{ rad/s}$. Ces caractéristiques montrent la stabilité au niveau de l'évolution du courant ($i_{as}(\text{A})$) et du couple $C_{em}(\text{N.m})$, et une perturbation engendrée principalement par l'augmentation de la résistance rotorique au niveau des flux rotoriques directs et en quadrature.

II.13. Conclusion

D'après cette partie la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique permet de contrôler la MASDE comme si une machine à courant continu par la technique de la transformation de Park et Park inverse, ce qui donne une solution attractive pour réaliser de bonnes performances dans l'application à vitesse variable. Dans cette technique on a utilisé un régulateur proportionnel intégral PI.

On remarque que la réponse de la vitesse en charge présente une perturbation et le couple présente des oscillations importantes qui peuvent faire des problèmes au fonctionnement du système.

Généralement la commande vectorielle par PI-classique est sensible aux variations paramétriques, dans ce sens, au niveau du prochain chapitre nous présentons une technique de l'intelligence artificielle qui est plus robuste que la commande PI classique.

Chapitre III

Commande par logique Floue de la
MASDE

Chapitre III : Commande par logique floue de la MASDE

III.1 Introduction

La logique floue est une nouvelle méthode de contrôle qui a été largement introduite dans le monde grâce à la vague de l'intelligence artificielle qui a porté la possibilité de contrôler les machines à un autre niveau. Comme nous le savons, les anciennes méthodes de contrôle sont basées sur la modélisation et le traitement des systèmes, mais. Ils restent limités. Mais a d'autre part, l'analyse systématique utilisant la fonctionnalité de logique floue donne une approche programmatique assez élevée, permettant d'inclure les expériences acquises par les opérateurs et c'est cette touche qui mettra en valeur la réflexion de l'opérateur. La théorie de la logique floue a été créée en 1965 grâce au professeur Lutfi Zadeh de l'Université de Californie à Berkeley [27].

Dans ce contexte, nous présenterons la logique floue et passerons en revue ses principes de base de fuzzification, d'inférence et de défuzzification, puis nous appliquerons cette commande pour contrôler la vitesse de MASDE. Cette commande sera exécutée et les résultats seront démontrés par simulation, et des tests de robustesse seront effectués.

III.2 Principe de la logique floue

Dans les ensembles traditionnels, le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble ne peut être que nul ou égal à l'unité et est très limité. Mais dans la théorie des ensembles flous, un élément appartient toujours à un ensemble d'une manière ou d'une autre, et la valeur de l'appartenance d'un élément à un ensemble flou varie dans l'intervalle $[0, 1]$. Dans la théorie classique, les limites des ensembles sont « nettes », tandis que dans les ensembles flous, les lignes se chevauchent, voire sont floues [28].

III.2.1 variable linguistique et ensemble de floue

La description d'une certaine structure, des grandeurs physiques ou des phénomènes peut se faire ça des expressions relatives ou floues à savoir ; {grand, petit, positif, négatif, etc...}.

Ces différentes classes on appelle des variables linguistiques, afin de possibilité de traiter numériquement ces variables linguistiques normalisées sur un intervalle bien déterminé, cette intervalle appelé univers de discours, il faut les soumettre à une définition mathématique qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe [1].

III.2.2 Fonction d'appartenance

Définir des domaines de variables linguistiques à l'aide de fonctions d'appartenance est essentiel pour obtenir le domaine flou.

A ce stade, nous attribuons à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance comprise entre « 0 » et « 1 ». Cette valeur peut être définie comme une fonction

continue ou discrète et peut prendre plusieurs formes géométriques telles que : triangle, carré, trapèze, etc.), et ces formes sont généralement caractérisées par l'apport d'informations. Les fonctions les plus couramment utilisées sont définies par les formes géométriques suivantes [29] :

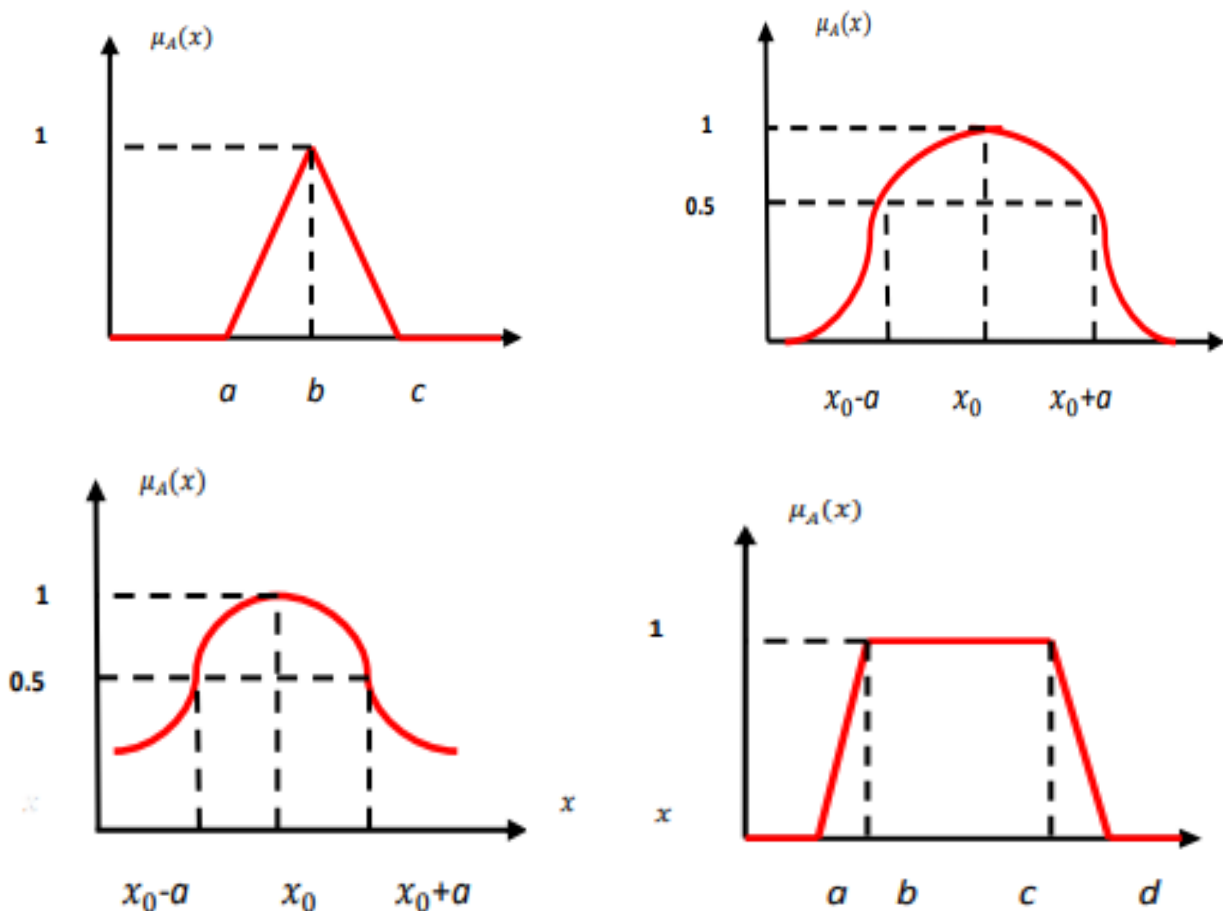


Figure III.1 : Différentes formes des fonctions d'appartenance [55].

Dans certains cas, les fonctions d'appartenance sont égales à l'unité pour une valeur de la variable et égales à 0 pour les autres valeurs. Elles prennent alors le nom de « fonction d'adhésion unique ». Il convient aux champs flous avec une certaine valeur de cette variable [29].

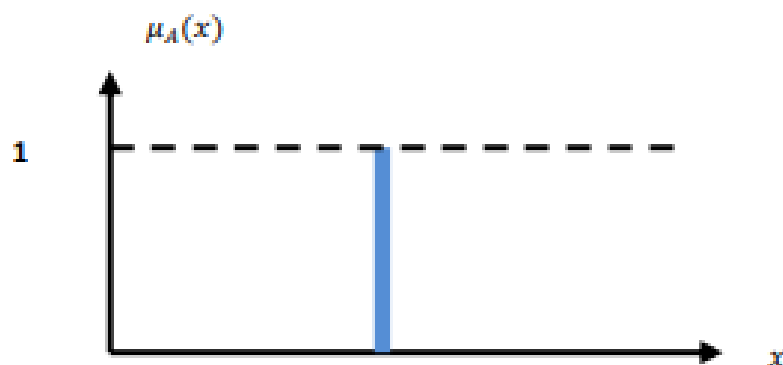


Figure III.2 : fonction d'appartenance singleton [55].

III.2.3 Opérateurs de la logique floue

Les domaines linguistiques sont regroupés par les opérateurs qui construisent la région floue à savoir « *and* », « *or* » et « *no* ». Ce sont des opérateurs de logique floue qui représentent des variables linguistiques. Les plus importants d'entre eux sont : « l'intersection, l'union et le complément ». Il existe de nombreuses possibilités pour ces opérations [30].

$$\text{Zadah} \quad \text{Max}\{\text{Min}(\mu_A(X), \mu_B(Y)), 1 - \mu_A(X)\}$$

$$\text{Mamdani} \quad \text{Min}(\mu_A(X), \mu_B(Y))$$

$$\text{Willmott} \quad \text{Max}\{1 - \mu_A(X), \text{Min}(\mu_A(X), \mu_B(Y))\}$$

$$\text{Diénes} \quad \text{Max}(1 - \mu_A(X), \mu_B(Y))$$

III.3 Structure de la régulation par logique floue

La logique floue contrôle les inférences à l'aide de plusieurs règles basées sur les opérateurs floue *ET*, *OU*, *ALORS*, etc., appliqués aux variables linguistiques. La structure de la logique floue se compose de trois parties principales [27] :

- Fuzzification.
- Établissement des réglages.
- Défuzzification.

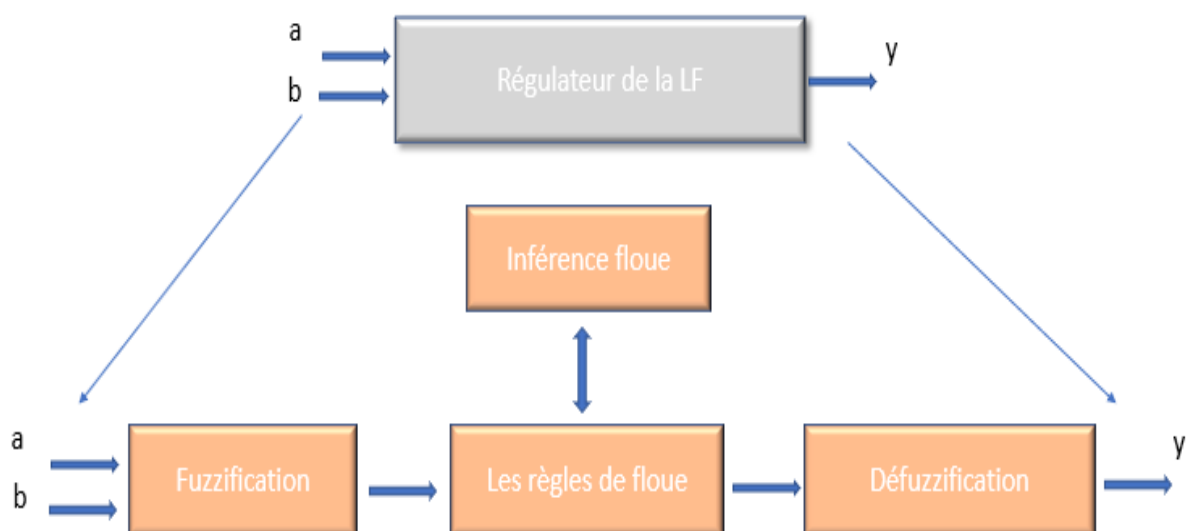


Figure III.3 : Les structures de la régulateur LF.

III.3.1 Fuzzification

Le processus de fuzzification effectue les opérations suivantes :

Il affiche les plages de la fonction à partir des valeurs d'entrée, puis effectue un fuzzing qui convertit les informations d'entrée en valeurs linguistiques appropriées et ainsi les groupes apparaissent. Cette action se produit dans un domaine temporel généralement normalisé par l'intervalle $[-1,1]$ [27].

III.3.2 Établissement des réglages

III.3.2.1 Les règles de flou

Le bloc base de données pose les bases de l'établissement des règles de contrôle des entrées floues dans le RLF. La règle de règle représente la stratégie de contrôle et le résultat requis par les règles de contrôle linguistique.

III.3.2.2 Mécanismes d'inférence floue

Le RLF est basé sur le bloc d'inférence, qui constitue un élément important. Il peut l'implication floue et l'inférence de règles en logique floue. Le traitement numérique suit les règles qui produisent les résultats linguistiques ou ambigus de l'organisateur et s'effectue de différentes manières, notamment [32] :

- Méthode de raisonnement maximum et exact.
- Méthode de déduction du produit maximum.
- La méthode de déduction de la somme du produit.

Chacune de ces trois méthodes utilise son propre traitement numérique des opérateurs de logique floue :

Ces méthodes collectent le produit opérationnel via la porte *ET*. Quant au résumé, on obtient une règle avec l'opérateur *ALORS*, et les deux résultats sont la règle linguistique. Après cela, les règles sont reliées entre elles par l'opérateur *OU*, qui est exploité en formant la somme (moyenne arithmétique). Si nous définissons les entrées du régulateur sur (a, b) et la sortie sur y , alors les variables de règle sont obtenues par le contrôle suivant.

III.3.2.2.1 Contrôle de type Mamdani

Dans ce système la règle a la décision de contrôle est [31] :

$$\mu_{RI} = \mu_{RM}(\mu_{CI} \cdot \mu_O(y)) = \text{Min}(\mu_{CI}, \mu_O(y)) \quad (\text{III.1})$$

$$\mu_{Ci} = \mu_{RM}(\mu_{Ri} \cdot \mu(y), \mu(b)) = \text{Min}(\mu(a), \mu(b)) \quad (\text{III.2})$$

Le résultat des règles est conduit

$$\mu_{rec}(y) = \text{Max}(\mu_{R1}(y), \mu_{R2}(y)) \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$\text{Mo}_i(y)$: la fonction que correspond à la règle (*Ri*) cette méthode d'inférence Max_Min

III.3.3 Défuzzification

La défuzzification déduit la valeur précise de sortie après la conclusion de régulateur flou $\mu_{rec}(y)$ issue d'inférence dont les méthodes connues sont [34] :

- La méthode de maximum.
- La méthode de moyenne des maximas.
- La méthode de centre de gravité.

III.4 Application de la LF pour la commande de la MASDE

Dans cette étape, nous appliquons la logique floue pour contrôler la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation. En travaillant les concepts de l'étape précédente (en conservant les règles d'inférence présentées dans le deuxième chapitre).

III.4.1 Régulation de vitesse par logique floue Introduction

En général, pour concevoir un régulateur flou pour commande les moteurs électriques, on choisit les paramètres suivants [32] :

- Variables linguistiques.
- Fonctions d'appartenance.
- La méthode d'inférence.
- La stratégie de défuzzification.

On Applique la méthode de raisonnement appropriée. Choisissons la stratégie de suppression du flou appropriée. Les systèmes simples avec une seule entrée sont généralement l'erreur "nous entendons la comparaison entre la consigne et la sortie du processus" et sa modification est entendue par la "dynamique du système". Le schéma le plus simple utilisé par les contrôleurs est celui proposé par Mamdani Figure III.2.

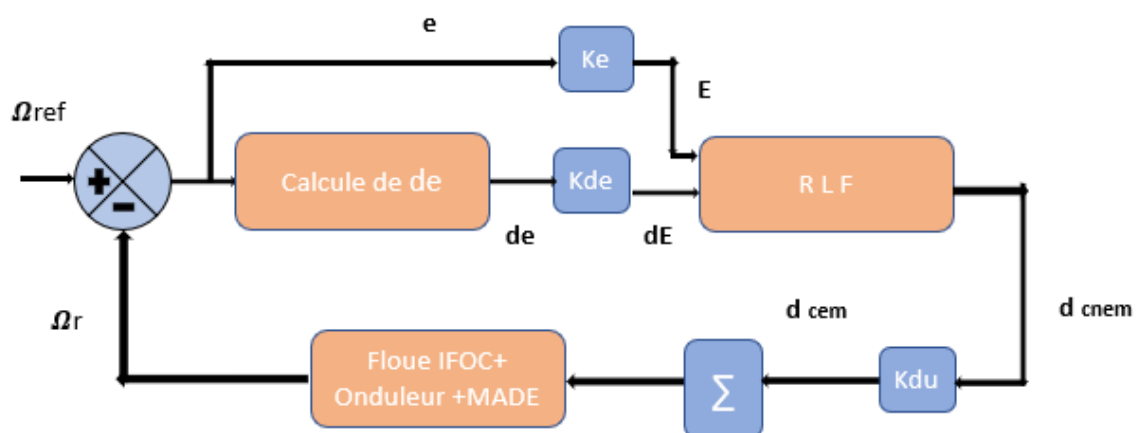


Figure III.4: Schéma de contrôleur flou de vitesse.

L'erreur de vitesse définie par [35] :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega_r \quad (III.4)$$

La variation d'erreur de vitesse définie par :

$$de = \frac{e(t+1) - e(t)}{dt} \quad (III.5)$$

La variation du couple électromagnétique définie par Δc_{em} et les valeurs $e, \Delta e, \Delta c_{nem}$ sont normalisé comme suit [35] :

$$E = G_e \cdot e \quad (III.6)$$

$$dE = G_{de} \cdot de \quad (III.7)$$

$$dc_{em} = G_{du} \cdot \Delta c_{nem} \quad (III.8)$$

Les facteurs G_e, G_{de}, G_{du} de mesure, ou normalisation, pour le rôle de performance statique et dynamique du contrôle.

III.4.1 Régulation de vitesse par logique floue Introduction

III.4.1.1 Fuzzification de cette commande

C'est une étape qui convertit les valeurs d'entrée en variables linguistiques. Ces variables représentant l'erreur de vitesse et sa variation subissent un processus flou et sont ainsi transformées en ensembles flous. Nous diviserons la variable structurée (erreur, changement d'erreur et changement de contrôle) en trois groupes flous. Ces groupes ont les désignations standard suivantes :

- Négatif noté : N
- Zéro noté : Z
- Positif noté : P

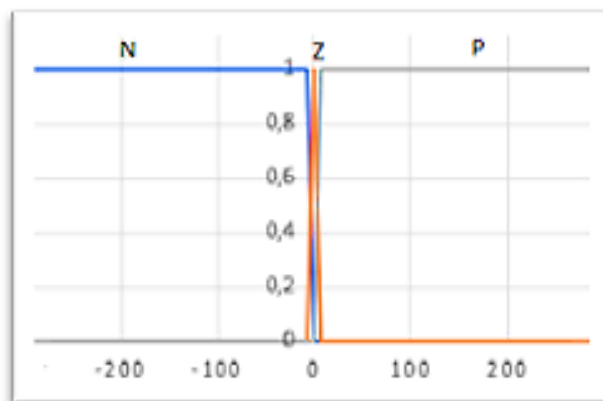


Figure III.5 Fonctions d'appartenance de L'erreur.

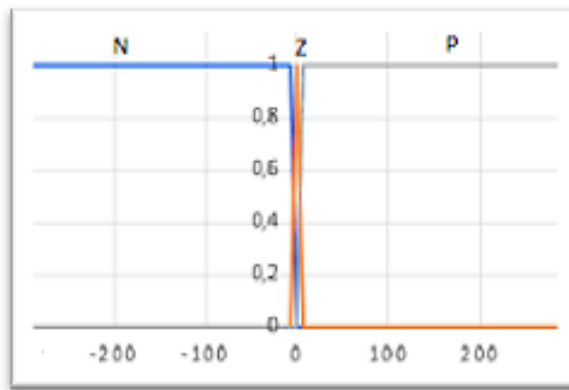


Figure III.6 Fonctions d'appartenance de la variation d'erreur.

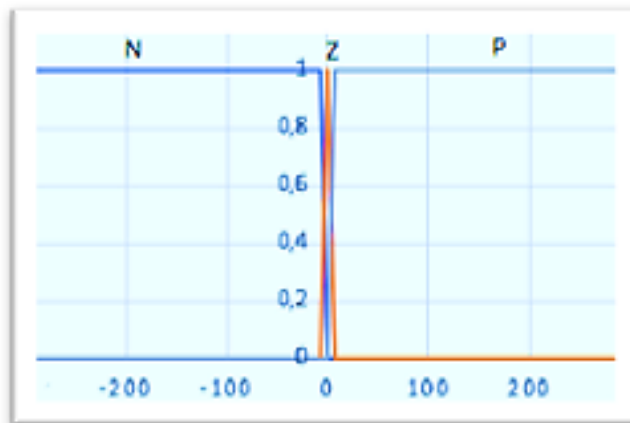


Figure III.7 Fonctions d'appartenance La variation de sortie du commande dC_{nem} .

III.4.1.2 Etablissement des règles de cette commande

Les règles qui nous proposent est la structure du régulateur et le bloc principal où peut d'exprimer forme linguistique les variables d'entrée du régulateur sur les variables de commande. Par exemple : Si a est "négatif" et b est "zéro" alors y est " zéro ", a et b les variables d'entrée qui régulé l'écart de réglage de la commande y et sa variété.

ΔC_{nem}		e		
		N	Z	P
de	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Tableau III.1: Matrice d'inférence des règles floues.

III.4.1.3 Mécanismes d'inférence de cette commande

Le mécanisme d'inférence floue peut identifier les variables résultantes. Il traduit les opérateurs *AND*, *OR* et *THEN* en fonctions, puis combine les fonctions, produisant une sortie ambiguë pour le régulateur. Il existe de nombreuses méthodes d'inférence pour produire des opérateurs flous. Elle sera basée sur la méthode d'inférence « *Max-Min* » où l'opérateur « *Et* » est représenté par la fonction « produit », l'opérateur « *Ou* » est représenté par la fonction « Somme » et pour l'inférence, il est représenté par l'Opérateur Alors » [1].

III.4.1.4 Défuzzification de cette commande

Il faut transformer en une valeur numérique les résultats floue est calculée pour la commande démarrée. Il y a des méthodes pour cette opération. La plus utilisée est la méthode de la valeur maximum, qu'on a adoptée dans notre travail. Cette simple méthode qui nous aide à mettre la commande en sortie égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale [34].

III.5 Structure générale du régulateur

Nous allons tester les performances du régulateur flou que nous avons expliqué précédemment sur un moteur asynchrone double étoile en contrôlant sa vitesse. La figure montre le schéma de bloc où nous avons remplacé le PI classique par bloc de logique floue.

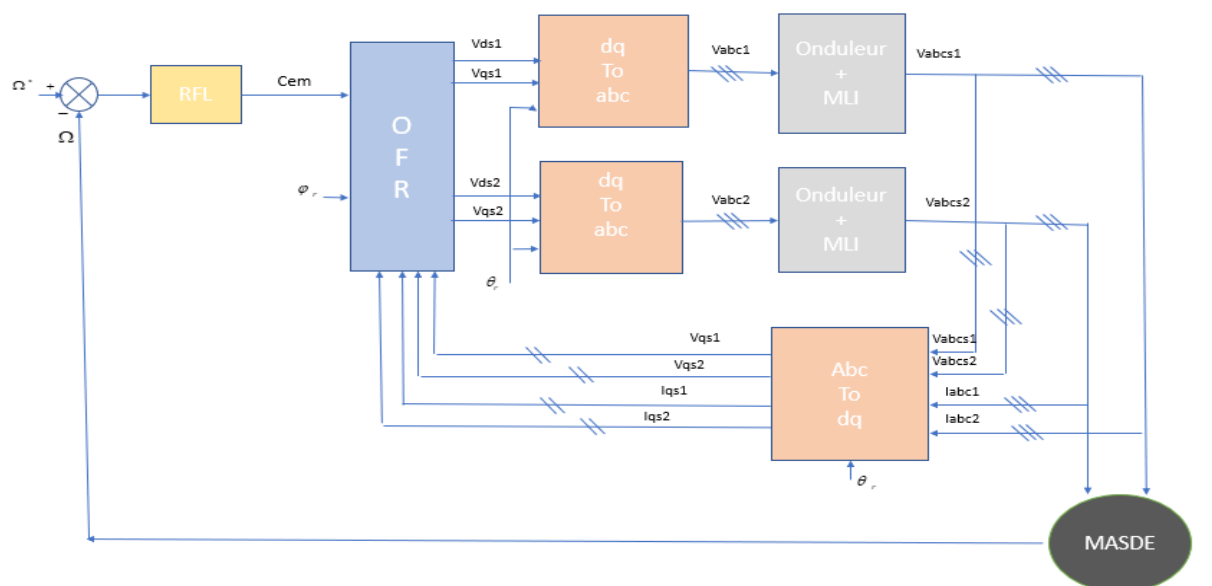
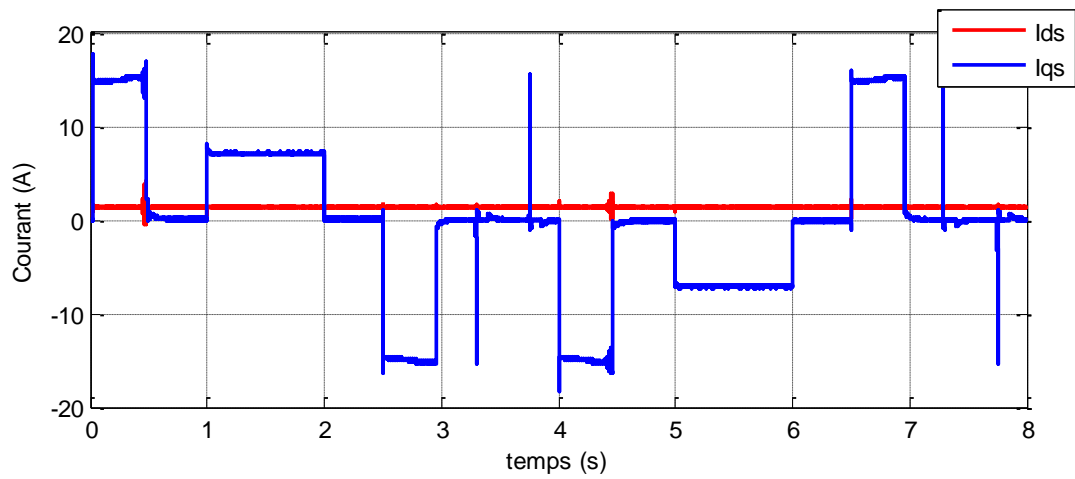
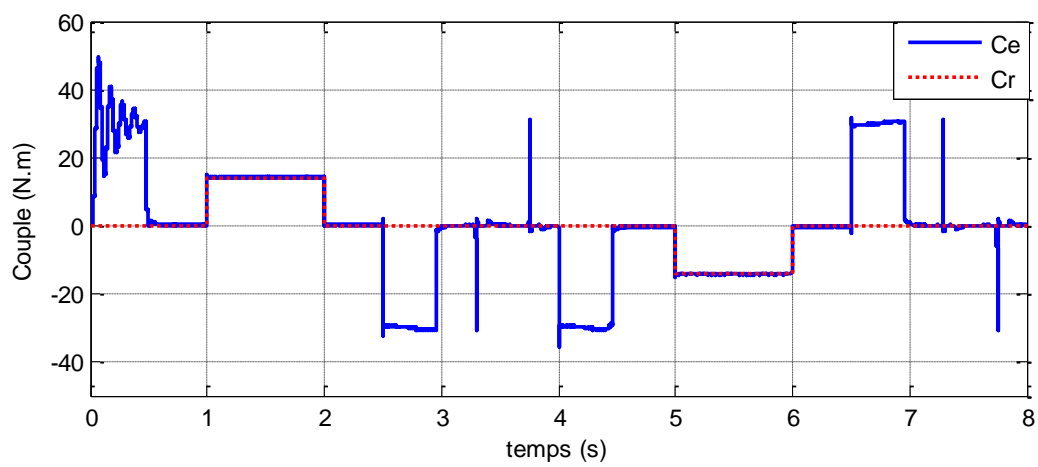
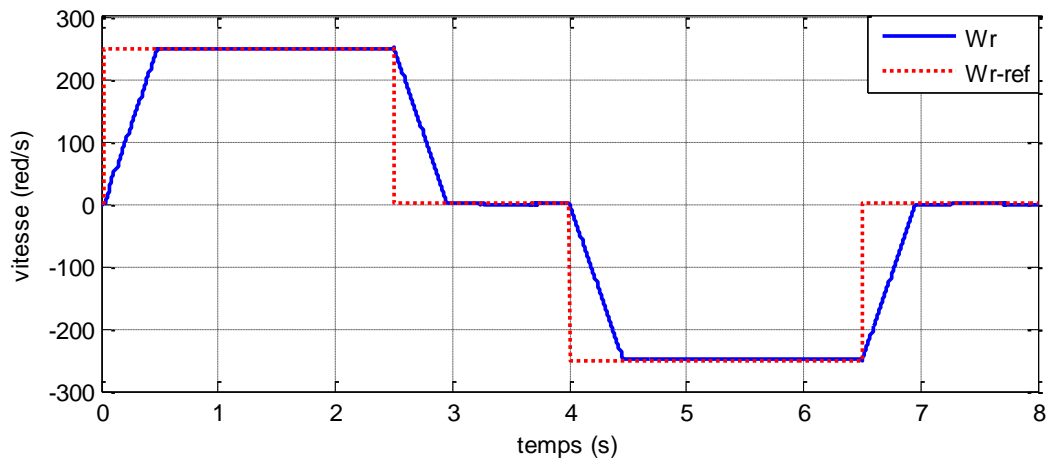


Figure III.8 : Structure globale de réglage flou d'un MASDE.

III.6 Résultats de simulation et interprétation



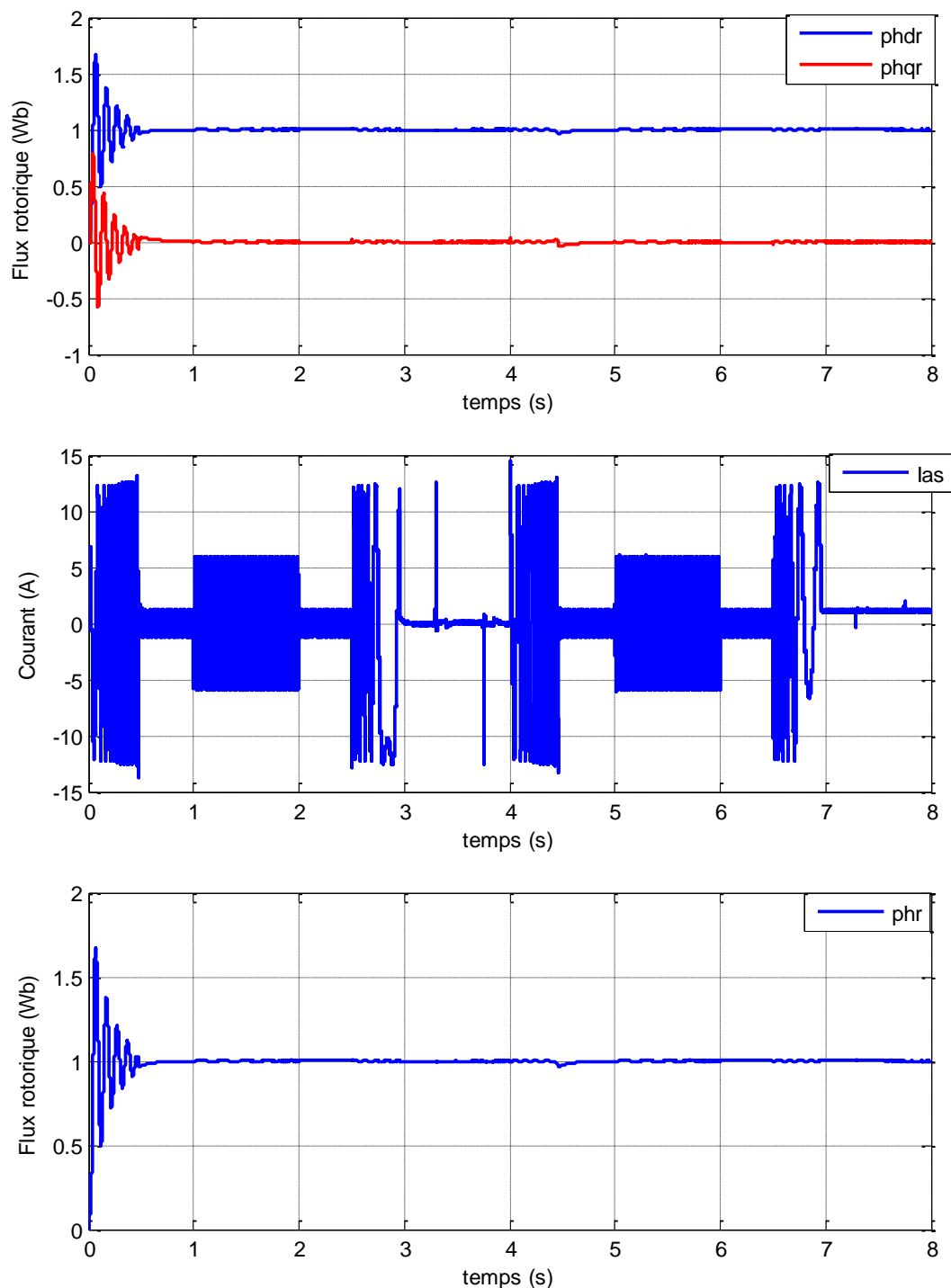


Figure III.9 Performances de la machine asynchrone à double étoile commandée par logique floue avec application d'un couple de charge $C_r=14$ N.m.

III.6.1 Application de couple charge

Dans ce qui suit nous verrons le développement des propriétés MASDE tout en contrôlant la vitesse avec une logique floue et en la rendant constante, après nous appliquons la charges $C_r=14$ N.m respectivement entre les périodes $t=1$ s et $t=2$ s, en supposant que vitesse de référence $\omega_{ref}=250$ (rd/s). Au démarrage et pendant le fonctionnement du système, la vitesse augmente linéairement dans le temps, jusqu'à atteindre sa valeur de référence à $t=0.5$ sans la dépasser. Le

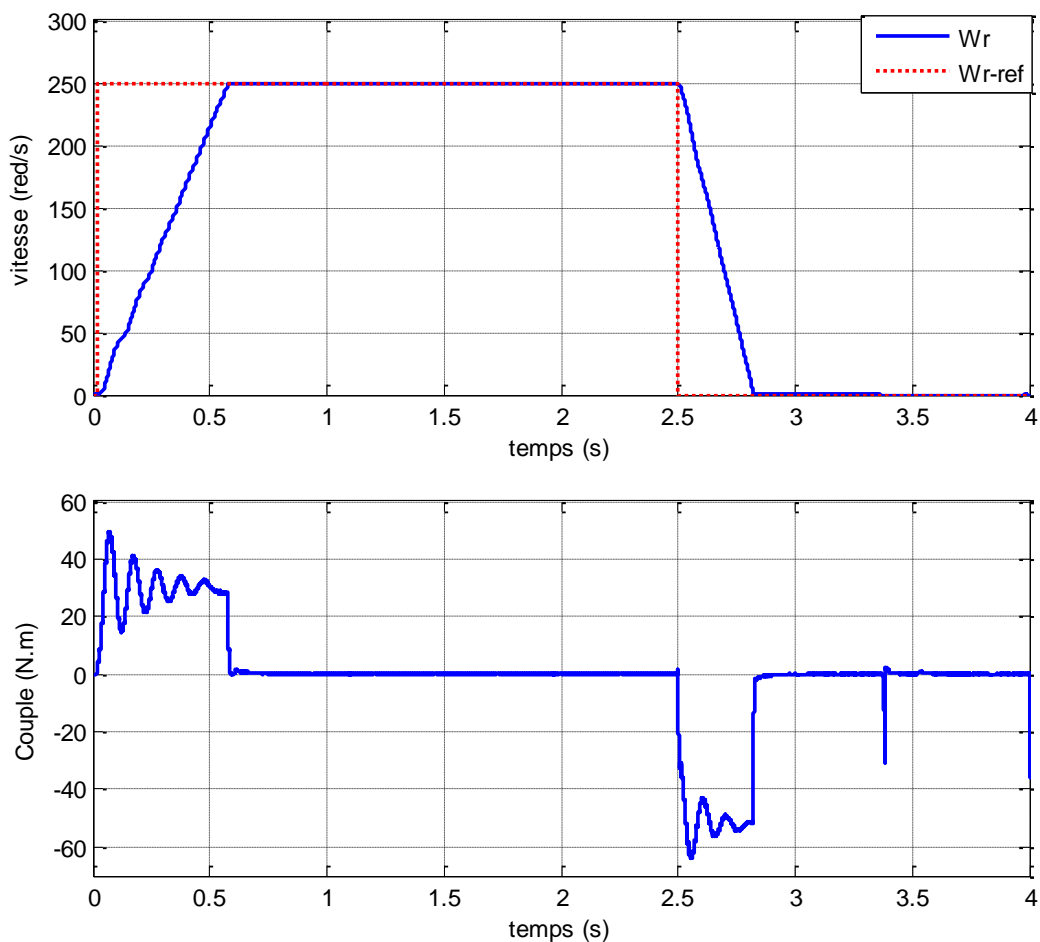
couple électromagnétique atteint une valeur maximale de 50 N.m à $t = 0,052s$, puis revient à la stabilité (à $t = 0,5s$) sans dépasser. Contrôle par logique floue des modes de fonctionnement de la machine (moteur), avec une meilleure régulation « précision et stabilité » de la vitesse, et la charge n'a également aucun effet sur le développement.

III.6.2 Inversion de sens avec l'application de freinage

Test de robuste du commande floue logique a machine asynchrone double étoile Par rapport à la grande variation de vitesse et de référence de freinage, nous introduisons le changement de vitesse de 250(rd/s) à -250(rd/s) la période [0,5_2,5] la vitesse et positif, la période [4,5_6,5] la vitesse et négatif. Application de freinage dans les périodes [3_4] et [7_8]. Figure (...) On voit le couple et le flux électromagnétique lors de l'inversion du sens de rotation se suit le chemin référence et stabiliser, tandis que les phases de freinage sont complètement visibles, ce qui indique la puissance du commande floue de la machine asynchrone face à de grandes différences de vitesse et de freinage.

III.7. Tests de robustesse

Pour la méthode indirecte et afin de tester la robustesse de la commande floue :



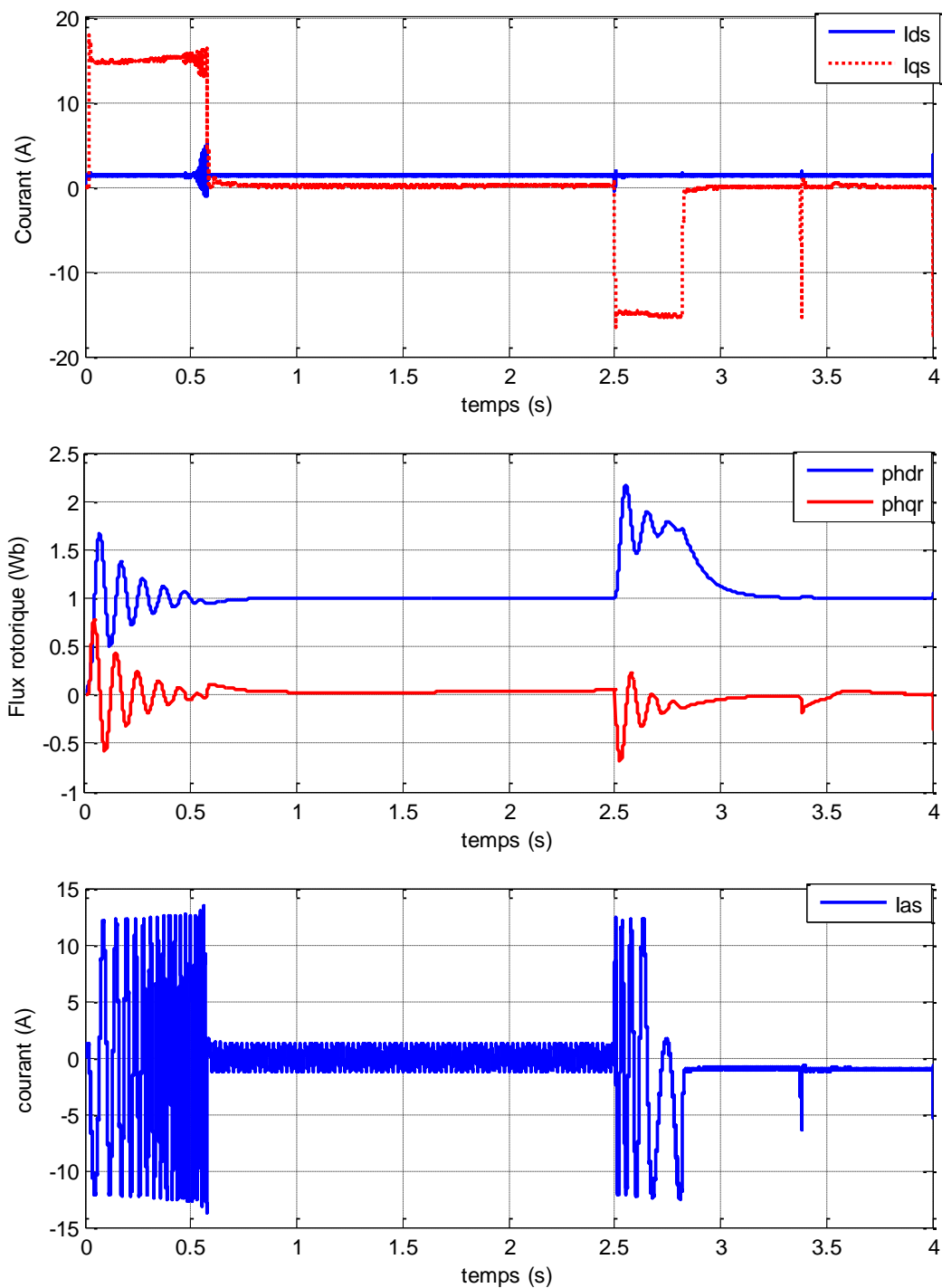


Figure III.10 Test de robustesse de la commande floue de la MASDE par la méthode indirecte.

La figure III.10 représente changement des caractéristiques de la machine avec la régulation de la vitesse, suivie le changement de la résistance rotorique de 25%, 50%, 75% et 100% avec des charges $C_r = 14\text{N.m}$ après 2s, tout en imposant la vitesse de référence $\omega_r = 250\text{rad/s}$. Ces caractéristiques montrent, légère variation au niveau de la vitesse due à l'application de la charge, puit la stabilité au niveau de l'évolution du courant (i_{as} (A)) et le changement mineur affecté le

couple (C_{em} (N.m)), finalement une légère perturbation engendrée par le changement de la résistance rotorique qui perturbe les flux rotoriques directs et en quadrature.

III.8. Conclusion

On conclut que la commande floue est une technique de contrôle avantageuse qui permet de contrôler des systèmes complexes sans avoir besoin d'une modélisation complète.

Nous avons présenté les principes et les applications de la logique floue, ainsi que les principes fondamentaux de cette logique.

Nous avons discuté ensuite des contrôleurs flous avant de créer une application pour contrôler la vitesse d'une machine asynchrone à double étoile en alignant le flux du rotor.

Les résultats de simulation obtenus montrent une amélioration des performances dynamiques et de la robustesse de ce contrôleur vis-à-vis des variations paramétriques (résistance du rotor) et non paramétriques (référence de vitesse, couple résistant).

Par contre, on a remarqué que le taux d'augmentation de la vitesse diminue avec l'augmentation de l'inertie.

Conclusion générale

Premièrement, nous avons modélisé mathématiquement la machine asynchrone double étoile qui est connectée au réseau triphasé équilibré. Après, en utilisant les hypothèses mathématiques, la transformation de PARK a permis de simplifier le modèle de la machine et a permis de montrer des résultats plus proches de la vérité, surtout après avoir ajouté la charge, et c'est ce qui est apparu dans la simulation de la machine.

Dans le deuxième chapitre, on a défini la commande vectorielle indirecte de la Machine Asynchrone Double Étoile, dont le principe consiste à reformer la machine pour qu'elle ressemble à celle de la machine à courant continu. Pour ce faire, nous nous sommes basés sur le principe de l'orientation du flux rotorique pour obtenir des résultats et nous avons testé la robustesse par les variations de la vitesse et de la charge, qui montrent une sensibilité aux variations paramétriques et la raison de cela est les régulateurs classiques qui sont dimensionnés par les paramètres initiaux de la machine.

Le troisième chapitre, Cela arrive à propos de la commande floue et du contrôle de la MASDE, et puis on a présenté le principe de la logique floue, et on fait une application sur la commande de la machine à flux rotorique orienté, afin de régler la vitesse. Les résultats de simulation obtenus montrent l'amélioration des performances et la robustesse de ce régulateur grâce à la capacité de fuzzification et de défuzzification, dans le domaine des grandes puissances, la MASDE est une machine courante, sans doute parce qu'elle peut segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles de machines à forte puissance. On améliore la fiabilité en évitant les accidents et les perturbations, travaillant alaise en régime dégradé ou en plusieurs phases ouvertes.

Enfin, il convient de proposer d'autres techniques de commande, telles que : la commande DTC, la commande adaptative, le mode glissant, etc. Les combinaisons des différentes techniques associées à la commande par mode de glissement, le flou glissant, et l'étude de cette machine comme un système multi-source commandé par intelligence artificielle.

Annexe

Paramètres de la machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE)

Puissance	$P_n = 4.5kW$
Courant	$I_n = 6.5 A$
Tension	$V_n = 220/380V$
Résistance d'enroulement statorique 1 ^{er}	$R_{s1} = 3.72 \Omega$
Résistance d'enroulement statorique 2 ^{ème}	$R_{s1} = 3.72 \Omega$
Résistance rotorique	$R_{s1} = 2.72 \Omega$
Inductance d'enroulement statorique 1 ^{er}	$L_{s1} = 0.022 H$
Inductance d'enroulement statorique 2 ^{ème}	$L_{s2} = 0.022 H$
Inductance rotorique	$L_r = 0.006 H$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672 H$
Fréquence	$f = 50 Hz$
Moment d'inertie	$j = 0.0625 kg.m^2$
Nombre de paires de pôles	$p = 1$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001Nm/Red$

Paramètres du régulateur PI Flou :

Paramètre	Valeur
K_e	4
K_{de}	95
K_{du}	100

Bibliographies

- [1] Y. Laggoun, H.D Limane, "Commande d'une machine asynchrone double étoile par logique floue" Mémoire Master Académique université de Ouergla, Algérie,2017.
- [2]. TIR Zoheir, Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile (Modélisation, Alimentation et Commande), Université d'EL-Oued, Juin 2014.
- [3] S. Azzi, B Azzi, " Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile : Application à la Traction Electrique" Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE Université Mouloud Mammeri DE TIZI-OUZOU, Algérie, septembre 2014.
- [4] E. Merabet, (Commande floue adaptative d'une machine Asynchrone double étoile), Université –Betna, 2008
- [5] L. Hama, M. Kekouche " Etude et commande d'une machine asynchrone double étoile", mémoire de fin de cycle, université de Bejaia, 2014.
- [6] S. Kerchfa, W. Goubi "Etude et modélisation des Machines électriques double étoile", Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2013.
- [7] : RADJEA Hamoud, "Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour argentation", Université Ferhat Abbas -setif-1, 2014.
- [8] Dr Khodja Djalal Eddine, "Détection des defaults de l'association convertisseur moteur asynchrone double étoile par l'application des réseaux de neurones artificiels", Université de M'sila ,2007.
- [9] F. Ghezzali, "Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile alimentation par onduleurs à trois niveaux", Mémoire de Master, Université de Batna.
- [10] H. HAMMACHE, "Etude et réalisation d'une machine asynchrone double étoile : conception, alimentation et commande," Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique, Alger, Algérie, Janvier 2007.
- [11] M.H. Lezrag, " Elaboration de différentes stratégies d'observation pour la Commande de la machine asynchrone à double étoile " Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes De SIDI-BEL-ABBES, septembre 2019.
- [12] T. HAMADOUCHE, "Evaluation des pertes magnétiques dans une machine asynchrone Double étoile alimentée par un onduleur de tension", Mémoire de Magister de l'école militaire Polytechnique d'Alger, Algérie, mars 2009.
- [13] R. Sadouni "Commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à Deux Onduleurs Multiniveaux en Cascade avec un Redresseur à MLI Piloté par DPC" , thèse MAGISTER, Université Djillali Liabes De SIDI-BEL-ABBES ,2010.
- [14] A. GAID ; N. HAOUARI, "Commande par mode glissant flou d'une machine

Asynchrone'', Mémoire d'ingénieur de l'Université Djilali Liabes de Sidi Bel Abbes, Algérie, Juin 2007.

[15] D. ABDESSEMED, Etude Expérimentale de l'influence des Stratégies MLI sur la Commande de la Machine à Induction, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Juillet 2009.

[16] BELHADEF, B. BOUTAYA, ''Commande Vectorielle et par Logique Floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur'', mémoire d'ingénieur de l'école militaire polytechnique d'Alger, Algérie, Juin 2008.

[17] : G. SEGUIER, '' Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V1 : la Conversion Alternative-Continue. '' Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1984.

[18] Zegai Mohammed Lamine. (2017, décembre). Représentation de la tension redressée. [www.researchgate.net,https://www.researchgate.net/figure/Representation-de-la-tension-redressee_fig6_323526480](https://www.researchgate.net/figure/Representation-de-la-tension-redressee_fig6_323526480),Decembre.

[19] Najib El Ouanjli. (May 2016), Contribution à l'optimisation des performances d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) fonctionnant en mode moteur, [www.researchgate.net, https://www.researchgate.net/publication/319406474_Contribution_a_l'optimisation_des_performances_d'une_Machine_Asynchrone_a_Double_Alimentation_MADA_fonctionnant_en_mode_moteur](https://www.researchgate.net/publication/319406474_Contribution_a_l'optimisation_des_performances_d'une_Machine_Asynchrone_a_Double_Alimentation_MADA_fonctionnant_en_mode_moteur).

[20] M. YOUSFI ; Z. BOUHENAF, Commande Directe du Couple de la machine synchrone double étoile alimentée par deux types d'onduleurs, Mémoire d'ingénieur de l'Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Algérie, Juin 2007.

[21] HICHEM MOULOUD GAOU, "Machine asynchrone à double étoile Modélisation, Alimentation et Commande'', Projet de fin d'études diplôme d'ingénieur d'école nationale polytechnique,2020

[22] Y. Massinissa, B. Zidane, 'COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE SYNCHRONE DOUBLE ETOILE ALIMENTEE PAR DEUX TYPES D'ONDULEURS'', Projet de fin d'études Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique,2007

[23] FZ Khemili, ME Lefouili, 'Modélisation et Commande des Machines Polyphasées et leurs Applications'', thèse doctorat, université de jijel,2024

[25] A. IGOUDJIL ; Y. BOUDJEMA, Etude du changeur de fréquence à cinq niveaux à cellules imbriquées. Application à la conduite de la machine asynchrone, Mémoire d'ingénieur de l'université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, Alger, Algérie, Juin 2006.

[26] H. AMIMEUR, ''Contribution à la commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement'', Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, mai 2008.

- [27] T. Laamayad " Fuzzy Speed Control of a Dual Star Induction Machine ", 10emeConférence sur le génie électrique polytechnique Militaire,2017.
- [28] D. Hadiouche, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double Étoile : modélisation, alimentation et structure", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré Nancy- 1, 2001.
- [29] R. DOUMI " Commande PI Flou d'une machine asynchrone double étoile ". Mémoire de master académique. Université de m'sila.2019.
- [30] Y. Elbia, " Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté ", Mémoire de magister en électrotechnique, option Commande électrique. Université de, Batna, 2009.
- [31] A. Chebabhi " Contribution à la dépollution harmonique et à la compensation de l'énergie réactive par l'étude et la commande avancée de filtres actifs parallèles ", Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djilali Liabes de Sidi-Bel-Abbès. 2015.
- [32] D. BOUDIAF, M. BELIL « Commande DTC par logique floue d'un moteur à induction alimenté par onduleur à cinq niveaux » Mémoire de Master en électromécanique, Université de M'sila.2020.
- [33] D. Ould Abdeslam, "Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension", thèse de doctorat, université de Haute-Alsace, France, 2005.
- [34] S. CHEKROUN, "Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée", mémoire de magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technologique, (ENSET) d'Oran, Algérie, Octobre 2009.
- [35] Z.L. BOUDJEMAA, Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI-flou, mémoire de magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technologique (ENSET) d'Oran, Algérie, 2009.

Commande par la logique floue de la machine asynchrone à double étoile

Résumé :

La machine asynchrone double étoile est l'une des machines les plus pratiques dans le domaine de la recherche et le domaine de l'industrie. Alors, cette mémoire présente une étude de la logique floue qui commande la (MASDE) pour démontrer les capacités de cette machine. La source d'alimentation de cette machine est reliée à deux onduleurs, l'un au 1er stator et l'autre au 2ème stator.

Ensuite, nous avons présenté la modélisation de la machine, puis nous l'avons contrôlée par la commande vectorielle du moteur à partir de l'orientation du flux rotorique. Pour compléter cette partie, nous avons placé un régulateur (PI) classique et observé l'impact de son remplacement par le régulateur de la technique de l'intelligence artificielle, tel que le régulateur flou, qui présente les techniques artificielles et les caractéristiques essentielles pour l'amélioration des performances de la commande proposée. Les résultats de simulations par Matlab et les tests de robustesse seront présentés.

Mots-clés : Machine asynchrone double étoile (MASDE), Onduleur de tension triphasé, Commande vectorielle, Régulateur PI classique, Régulateur flou, Robustesse de la commande.

Control Of the Double Star Induction Machine By Using The fuzzy logic

Abstract:

the double star induction machine One of the most practical machines in the field of research and the industrial field, this research work presents a study of the fuzzy logic which controls the double star induction machine to demonstrate the capabilities of this machine. The power source of this machine connected to two inverters, one with the 1st stator and the second with the 2nd stator.

After we presented the modeling of the machine, then controlled by the vector control of the motor from orientation of the rotor flux. to complete this part We put a classic regulator (PI) and we see the impact of its replacement by the regulator of the artificial intelligence technique such as the fuzzy regulator, which presents the artificial techniques and the essential characteristics for the performance improvement of the proposed command. The results of MATLAB simulations and robustness tests will be presented.

Keywords: double star induction machine, Three-phase voltage inverter, Vector control, Classic PI regulator, Fuzzy regulator, Robustness of the control

التحكم في آلة كهربائية ثنائية النجمة اللا متزامنة بواسطة المنطق الغامض

ملخص :

الآلات المزدوجة غير المتزامنة من أكثر الآلات العملية في المجال البحثي والصناعي. تقدم هذه الأطروحة دراسة للمنطق الضبابي الذي يتحكم في المحرك لبيان قدراته. مصدر الطاقة لهذه الآلة متصل بمحولين، أحدهما مع الجزء الثابت الأول والثاني مع الجزء الثابت الثاني. تالياً، قدمنا نموذج الآلة، ثم التحكم فيها عن طريق التحكم الشعاعي للاتجاه تدفق الدوار. لاستكمال هذا الجزء، نربط المنظم التناسبي الكلاسيكي ونرى أثر استبداله بمنظم تقنية الذكاء الاصطناعي مثل المنظم المنطقي الغامض، والذي يعرض تقنيات الذكاء الاصطناعي والخصائص الأساسية لتحسين أداء التحكم المقترح. سيتم عرض نتائج محاكاة ماتلاب واختبارات المتانة.

الكلمات المفتاحية: الآلة غير المتزامنة ذات النجمة المزدوجة، محول الجهد ثلاثي الطور، التحكم الشعاعي، منظم التناسبي ذو النمط الكلاسيكي، المنظم الغامض، متانة التحكم..