

République Algérienne Démocratique Populaire
Université Kasdi Merbah Ouargla
Faculté des Sciences Appliquées
Département de Génie Electrique



Mémoire de Master Académique

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

Ahmidatou Mostefa

Cherifi Ahmed Abdelfateh

Thème:

**Amélioration de la commande vectorielle
d'une machine asynchrone à double étoile
par l'insertion des régulateurs flous**

Soutenu publiquement

Le : 13 /6 /2022

Devant les jurys :

Mr Sahraoui Lazhar	MAA	Président	UKM Ouargla
M ^r Benyoussef Lakhdar	MCA	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
M ^r Khelifa Moussa	MCB	Examineur	UKM Ouargla

Année universitaire 2021/2022

Remerciement

Nous tiens, tout particulièrement, à exprimer nous profonde gratitude à nos encadreurs **Benyoussef Lakhdar** (MCA) à l'université de Ouargla, pour les conseils précieux, les directives enrichissantes, la patience et la disponibilité, ainsi que pour la confiance et l'aide qu'ils nous accordé pour mener ce travail à terme.

Ainsi que tous les enseignants du département de Génie électrique.

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

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à

Mes parents

Toute ma famille

Toutes mes amies et tous ceux que j'aime

Tous mes enseignants qui m'ont enseigné

Cherifi Ahmed Abdelfatah

Dédicace

Je dédie ce modeste travail À

Ma mère

Mon père

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

Toute ma famille

Tous mes amis

Tous mes enseignants qui m'ont enseigné

Ahmidatou Mostefa

Amélioration de la commande vectorielle par l'insertion des régulateurs

Flous

Ce mémoire concerné à l'utilisation des régulateurs floue pour l'amélioration de la commande vectorielle qui sera appliqué sur la machine asynchrone double stator.

Après l'étude et la modélisation de la (MASDS), nous avons présenté la commande vectorielle avec des régulateurs classiques et l'effet sur la vitesse quand ils ont remplacés par outre régulateur qui basé sur l'intelligence artificielle telle que la logique floue. Ainsi nous avons fait une étude comparative entre les deux commandes.

Les résultats de simulation montrent l'efficacité de la commande par logique floue par rapport à la commande vectorielle.

Mots clés : commande vectorielle, logique floue, MASDS, régulateur

تحسين التحكم الشعاعي عن طريق ادخال منظمات غامضة

تتعلق هذه الأطروحة باستخدام المنظم الغامض لتحسين التحكم الشعاعي الذي سيتم تطبيقه على الماكنة اللا متزامنة الجزء الثابت.

بعد دراسة ونمذجة الماكنة اللا متزامنة الجزء الثابت، قدمنا دراسة حول التحكم الشعاعي مع المنظم الكلاسيكي والتأثير الحاصل على السرعة عندما يتم استبداله بمنظم آخر يعتمد على الذكاء الاصطناعي مثل المنطق الضبابي، كذلك قمنا بإجراء دراسة مقارنة بين التحكم بالمنطقي الضبابي والتحكم الشعاعي. تظهر نتائج المحاكاة كفاءة التحكم المنطقي الضبابي مقارنة بالتحكم الشعاعي.

كلمات مفتاحية : التحكم الشعاعي، المنطقي الضبابي ، المنظم الكلاسيكي.

Improvement of vector control by the insertion of fuzzy regulators

This thesis concerned with the use of fuzzy regulators for the improvement of the vector control which will be applied on the double stator asynchronous machine.

After the study and modeling of the (MASDS), we presented the vector control with classic

Regulators and the effect on the speed when they were replaced by further regulator which Based on artificial intelligence such as fuzzy logic.so we made a comparative study between the two commands.

The simulation results show the efficiency of fuzzy logic control compared to vector control.

Keywords: vector control, fuzzy logic, classic Regulators

Sommaire

Liste des symboles

Liste des figures

Introduction générale1

CHAPITRE I : Modélisation de la MASDS

I.1.Introduction :.....3

I.2.Description de la MASDS:.....3

I.3.Hypothèses simplificatrices:.....3

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

 I.4.1.Equations électriques :.....4

 I.4.2. Equations magnétiques.....5

 I.4.3. Equations mécaniques:.....5

I.5. Modèle biphasé de la MASDS:.....6

 I.5.1. Transformation de Park:.....6

 I.5.2. Equations transformées:.....7

 I.5.3. Equations des tensions:.....8

 I.5.4. Equations de flux:.....9

 I.5.5. Couple électromagnétique:.....9

I.6. Simulation Numérique:.....10

 I.6.1. Fonctionnement à vide:.....11

 I.6.2. Deuxième cas : fonctionnement en charge :.....12

 I.6.3. Interprétation des Résultats de simulation:.....13

I.7. Conclusion :.....14

CHAPITRE II : Modélisation de l'alimentation de la MASDS

II.1. Introduction:.....15

II.2. Modélisation de l'onduleur de tension:.....15

II.3. Fonction de connexion:.....16

II.4. Stratégie de commande:.....17

II.5. association MASDS avec onduleur de tension:.....18

II.6. Résultats de simulation:.....	19
II.7. Interprétations des résultats:.....	21
II.8. Conclusion :.....	21

CHAPITRE III : La commande vectorielle de La MASDS

III.1. Introduction :.....	22
III.2. Principe de découplage:.....	22
III.3. Choix d'orientation du flux:.....	23
III.4. Méthodes de la Commande Vectorielle:.....	25
III.4.1. Méthode direct:.....	25
III.4.2. Méthode indirect:.....	25
III.5. Régulation de la Vitesse par la Méthode Indirecte:.....	25
III.5.1. Synthèse des régulateurs PI:.....	28
III.5.2. Régulateur de vitesse IP:.....	28
III.5.3. Bloc de découplage:.....	29
III.6. Résultats de simulation:.....	31
III.7. Interprétations des résultats:.....	33
III.8. Conclusion :.....	33

CHAPITRE IV : Commande d'une MASDS Par logique floue

IV.1. Introduction :.....	37
IV.2. L'utilisation de la logique floue:.....	37
IV.3. Principe de la logique floue:.....	38
IV.4. Concept de base de la logique floue:.....	38
IV.4.1. Logique classique et logique floue:.....	38
IV.4.2. Sous ensemble floue:.....	38
IV.4.3. Caractéristiques d'un sous ensemble floue:.....	39
IV.4.4. Variable linguistique:.....	40
IV.4.5. Fonction d'appartenance:.....	40
IV.4.6. Règles floues:.....	41
IV.4.7. Degré de vérité:.....	41
IV.5. Commande par logique floue:.....	42

IV.5.1. Structure d'un régulateur flou :	43
IV.5.2. Fuzzification :	43
IV.5.3. Moteur d'inférence flou :	44
IV.5.3.A. Méthode d'inférence Max-Min:	44
IV.5.3.B. Méthode d'inférence Max-Prod:	44
IV.5.3.C. Méthode d'inférence Somme-Prod :	44
IV.5.4. Base de connaissances :	44
IV.5.4.A. La base de données :	44
IV.5.4.B. La base des règles floues :	44
IV.5.5. Défuzzification :	45
IV.5.5. A. La méthode du maximum :	45
IV.5.5. B. La méthode de la moyenne pondérée :	45
IV.5.5. C. La méthode du centre de gravité :	45
IV.6. Différent types de régulateurs flous:	46
IV.6.1. Régulateur flou de type Mamdani :	46
IV.6.2. Régulateur flou de type Takagi-Sugeno (T-S):	46
IV.7. Avantages et Inconvénients du réglage par logique floue:	47
IV.7.1. Les Avantages:	47
IV.7.2. Les Inconvénients:	47
IV.8. Commande de la MASDE par logique floue:	47
IV.8.1. Le régulateur de la vitesse:	47
IV.8.2. Fuzzification :	48
IV.8.3. Méthode d'inférence:	49
IV.8.4. Mécanisme d'inférence:	50
IV.8.5. Défuzzification :	50
IV.8.6. Loi de commande pour d'un contrôleur PI-flou de vitesse:	50
IV.9. Réglage de vitesse de la MASDS par un contrôleur floue:	51
IV.10. Simulation et interprétation des résultats:	52
IV.11. Conclusion:	53
IV.12. Etude Comparative entre la commande vectorielle et la commande par logique floue :	54

IV.12.1. Introduction :.....	54
IV.12.2. Résultats de simulations des vitesses interprétation des résultats :.....	54
IV.12.3. Résultats de simulations des couples électromagnétiques et interprétation des résultats:.....	55
IV.12.4. La comparaison:.....	56
Conclusion générale	58
Références Bibliographiques	
Annexes	

Liste des symboles

MASDS	Machine asynchrone double stator.
s_1, s_2, r	Indices correspondants à stator1, stator 2 et au rotor.
as_1, bs_1, cs_1	Indices correspondants aux trois phases du stator 1.
as_2, bs_2, cs_2	Indices correspondants aux trois phases du stator 2.
a_r, b_r, c_r	Indices correspondants aux trois phases du rotor.
R_{s1}, R_{s2}, R_r	Résistances statorique et rotorique.
ids_1, iqs_1	Courants direct et quadrature de stator1.
ids_2, iqs_2	Courants direct et quadrature de stator2.
idr, iqr	Courants direct et quadrature de rotor.
$M_{s1,r}$ et $M_{s2,r}$	Inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.
$M_{s1,s2}$	Inductance mutuelle entre phases des enroulement 1 et 2 du stator.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
K_f	Coefficient de frottement.
J	Moment d'inertie.
ϕ_{s1}, ϕ_{s2}	Flux statorique.
ϕ_r	Flux rotorique.
T_r	Constant de temps rotorique.
P	Nombre de paire de pôles .
ω_s	Pulsation électrique statorique.
ω_r	Pulsation électrique rotorique.
ω_{gl} ou ω_{sr}	Pulsation électrique de glissement.

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

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

Liste des figures

CHAPITRE I

- Figure. (I.1) : Représentation des enroulements de la MASDS.
- Figure. (I.2) : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).
- Figure (I.3): Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.
- Figure (I.4): Le schéma de simulation de la machine MASDS alimentée directement par un réseau triphasé.
- Figure (I.5): Résultats de simulation de la MASDE en fonctionnement à vide ($C_r = 0$).
- Figure (I.6) : Résultats de simulation de la MASDE en fonctionnement à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t=1.5s$.

CHAPITRE II

- Figure. (II.1) : Représentation de l'onduleur de tension MLI.
- Figure (II.2) : Association de la MASDS avec les deux onduleurs MLI.
- Figure (II.3): Le schéma de simulation de la MASDS avec Onduleur.
- Figure (II.4) : Résultats de simulation de la MASDS alimentée par deux onduleurs de tension en fonctionnement à vide suivi par une variation de charge.

CHAPITRE III

- Figure (III.1) : principe de la commande vectorielle.
- Figure (III.2) : Orientation du flux rotorique sur l'axe d.
- Figure (III.3) : Bloc de commande à flux Orienté.
- Figure (III.4) : Schéma de régulation des courants.
- Figure (III.5) : Schéma réduit de régulation de vitesse IP.
- Figure (III.6) : Bloc de découplage en tension.
- Figure (III.7) : Commande vectorielle indirecte de la MASDS.
- Figure (III.8) : Le schéma de simulation de la commande vectorielle de la MASDS.
- Figure (III.9): Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MASDE en fonctionnement à vide suivi par une variation de charge.

Figure (III.10): Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MASDS en fonctionnement en charge suivi par une variation de vitesse.

CHAPITRE IV

Figure (IV.1) : Représentation d'un sous-ensemble flou.

Figure (IV.2) : Variable linguistique.

Figure (IV.3) : Schéma général d'un contrôleur flou.

Figure (IV.4) : Exemple de fuzzification.

Figure (IV.5) : Architecture d'une commande floue.

Figure (IV.6) : Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

Figure (IV.7) : Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double étoile et à flux rotorique orienté.

Figure. (IV.8) : Le schéma de simulation de la commande d'une MASDS par régulateur flou.

Figure. (IV.9) : Résultats de simulation de la commande vectorielle à base de régulateur flou de la MASDS en fonctionnement à vide suivi par une variation de charge.

Figure. (IV.10) : Résultats de simulation de la commande vectorielle à base de régulateur flou de la MASDS en fonctionnement en charge suivi par une variation de vitesse.

Figure. (IV.11) : Résultats de simulation de la vitesse de la commande vectorielle et régulateur flou de la MASDS.

Figure. (IV.12) : Résultats de simulation de couple électromagnétique de la commande vectorielle et régulateur flou de la MASDS.

Tableau (IV.1) : Matrice d'inférence des règles floues.

Introduction générale

La commande d'une machine électrique triphasée qui plus utilisé dans plusieurs domaines d'application industrielle et à travers le développement technologique dans notre vie quotidien la vitesse commandé des machines est un besoin nécessaire pour l'utilisation optimal de ces machines principalement la machine asynchrone double stator l'une des machine complexe à commander ou contrôler.

Actuellement les travaux des recherches s'orientent vers l'application des techniques de commande modernes basée sur l'intelligence artificielle.

Grace à l'évolution technologique dans le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable l'utilisation des technique de réglage plus performants et précis il devient plus possible avec le temps.

Les méthodes classiques de la commande telle que la commande vectorielle ont été largement appliquées dans nombreux problèmes des régulateurs industrielle mais la commande et le contrôle de telles systèmes classique ont les limites en termes de stabilité et performances, avec une nouvelle approche de commande il y a plusieurs technique de contrôle pour remplacer les méthodes classique, parmi ces dernières la commande par logique floue.

D'une façon générale la commande des machines électriques par les méthodes classiques telles que la commande vectorielle est souvent limité, l'amélioration des performances peut se faire en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle comme la logique floue.

La commande par logique floue se différencie d'une commande classique comme la commande vectorielle par le fait de l'approche de raisonnement humaine qui permet d'améliorer les performances en termes de précision et stabilisation selon le besoin d'humaine.

Les objective de ce travail est stabiliser et commander la vitesse de la machine asynchrone double stator par l'insertion des régulateur floue pour obtenir une meilleure performance de la de la machine asynchrone double stator.

Ce mémoire se composé de quatre chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone double stator en utilisant la transformation de parck pour simplifie le modèle de la MASDS.

Le deuxième chapitre c'est une étude de l'alimentation de la MASDS à l'aide deux onduleurs de tension triphasée et leur impact sur la machine

Le troisième chapitre est concerné à la commande vectorielle, un rappelle sur le principe de cette commande qui sera appliqué sur la MASDS et ces avantages et inconvénients.

Le quatrième chapitre présente une généralité sur la commande par logique floue, les principes de base aussi l'application de cette commande sur la MASDS, les avantages et inconvénients.

Terminer par une étude comparative entre la commande vectorielle et la commande par logique floue.

Enfinement, la conclusion générale qui contient l'amélioration obtenue en analysant les résultantes de ce travail.

Chapitre I :

Modélisation de la machine asynchrone à double stator

I.1. Introduction : Pour réaliser une commande performante d'un système dynamique il faut disposer un modèle mathématique qui présente le comportement réel du ce système.

Le modèle mathématique d'une machine asynchrone en générale nous facilite largement son étude et sa commande aussi il nous aide de simuler son fonctionnement et c'est ce que nous allons faire avec la machine asynchrone double stator.

Dans ce chapitre on donne le modèle de la machine asynchrone double stator à partir des équations générale puis, on utilise la transformation de Park pour simplifier cette modèle.

I.2. Description de la MASDS : La machine asynchrone triphasée à double stator est une machine qui comporte deux stators fixes déphasés entre eux d'un angle de 30° et un rotor mobile comme représente la Figure I.1. Chaque stator est composé de trois enroulements identiques, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal à 120° dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique [1].

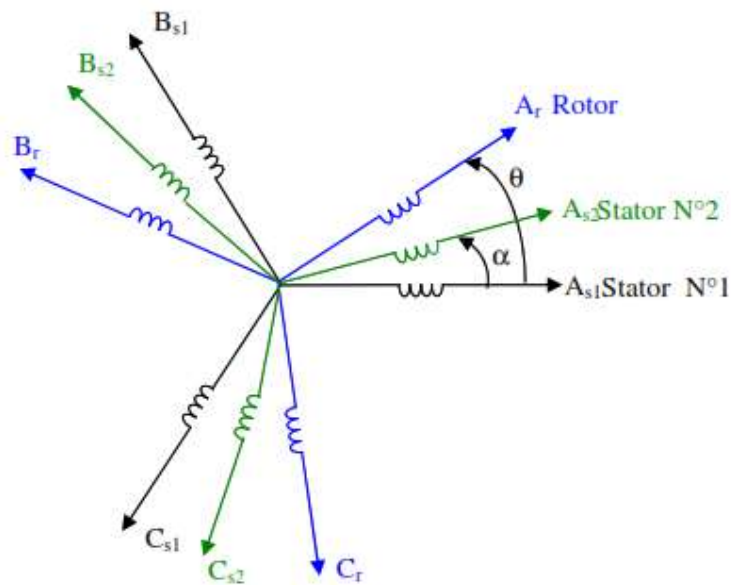


Figure (I.1) : Représentation des enroulements de la MASDS.

I.3. Hypothèses simplificatrices : La MASDS avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Par suite, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dont l'objectif d'établir un modèle simple [2].

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable .
- La machine est de constitution symétrique .

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

I.4. Modèle de la MASDS dans le repère réel : La MASDS peut être alors considérée comme trois enroulements triphasés couplés magnétiquement.

I.4.1. Equations électriques :

Les tensions statoriques de la MASDS sont donnés par les équations suivants :

$$\begin{cases} v_{sa1} = R_{s1}i_{sa1} + \frac{d\phi_{sa1}}{dt} \\ v_{sb1} = R_{s1}i_{sb1} + \frac{d\phi_{sb1}}{dt} \\ v_{sc1} = R_{s1}i_{sc1} + \frac{d\phi_{sc1}}{dt} \\ v_{sa2} = R_{s2}i_{sa2} + \frac{d\phi_{sa2}}{dt} \\ v_{sb2} = R_{s2}i_{sb2} + \frac{d\phi_{sb2}}{dt} \\ v_{sc2} = R_{s2}i_{sc2} + \frac{d\phi_{sc2}}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

Les tensions rotoriques de la MASDS sont donnés par les équations suivants :

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

Avec :

$v_{sa1}, v_{sb1}, v_{sc1}$: Tensions statoriques du premier stator.

$v_{sa2}, v_{sb2}, v_{sc2}$: Tensions statoriques du deuxième stator.

$i_{sa1}, i_{sb1}, i_{sc1}$: Courants statoriques du premier stator.

$i_{sa2}, i_{sb2}, i_{sc2}$: Courants statoriques du deuxième stator.

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courants rotoriques.

$\phi_{sa1}, \phi_{sb1}, \phi_{sc1}$: Flux statoriques de la première stator.

$\phi_{sa2}, \phi_{sb2}, \phi_{sc2}$: Flux statoriques de la deuxième stator.

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$: Flux rotoriques.

R_{s1} : Résistance de la première phase statorique,

R_{s2} : Résistance de la deuxième phase statorique,

R_r : Résistance de la phase rotorique.

I.4.2. Equations magnétiques : L'équation magnétique développée de la machine s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa1} \\ \phi_{sb1} \\ \phi_{sc1} \\ \phi_{sa2} \\ \phi_{sb2} \\ \phi_{sc2} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ M_{b2a1} & L_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ M_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \\ i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Avec :

M_{ij} : Inductance mutuelle relative aux deux stators ou relative à une stator et le rotor.

L_{ii} : Inductance propre relative à une stator ou au rotor.

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.

Où : $i = a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c$ et $j = a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c$.

I.4.3. Equations mécaniques :

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \Omega \quad (I.4)$$

Avec :

F_r : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

I.5. Modèle biphasé de la MASDS :

I.5.1. Transformation de Park :

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples par des changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de Park.

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

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (od, oq). Figure I.2 représente les enroulements de la MASDS dans le repère (d, q).

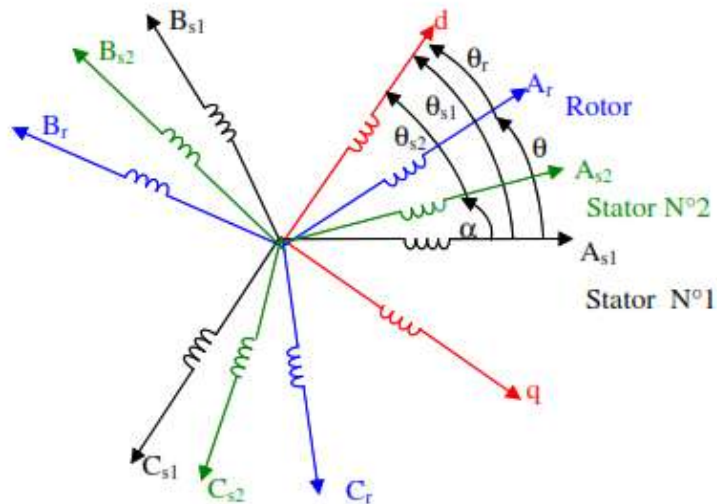


Figure (I.2):Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

La matrice de Park en générale est :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

La transformation de Park :

$$[G_{dqo}] = [P(\theta)][G_{abc}] \tag{I.6}$$

Avec :

G_{abc} : Grandeurs triphasées équilibrées.

G_{dqo} : Grandeurs biphasées dans le repère (d, q) .

La transformation de Park inverse :

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dqo}] \tag{I.7}$$

Sachant que :

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t \tag{I.8}$$

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. Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, (A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}) , (A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}) et (A_r, B_r, C_r) des enroulements fictifs (S_{d1}, S_{q1}) , (S_{d2}, S_{q2}) et (d_r, q_r) dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q [4]. La figure (Fig.I.3) représente le schématique du modèle de Park de la MASDS.

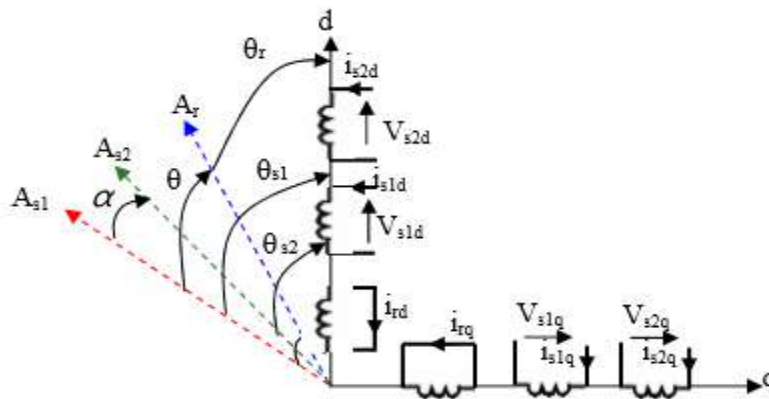


Figure (I.3) : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDS.

I.5.2. 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 de tension :

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [P(\theta_{s1})] [v_{s1p}] \\ [v_{s2}] = [P(\theta_{s2})] [v_{s2p}] \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

Transformation des courants :

$$\begin{cases} [i_{s1}] = [P(\theta_{s1})] [i_{s1p}] \\ [i_{s2}] = [P(\theta_{s2})] [i_{s2p}] \\ [i_r] = [P(\theta_r)] [i_{rp}] \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Transformation des flux :

$$\begin{cases} [\phi_{s1}] = [P(\theta_{s1})] [\phi_{s1p}] \\ [\phi_{s2}] = [P(\theta_{s2})] [\phi_{s2p}] \\ [\phi_r] = [P(\theta_r)] [\phi_{rp}] \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Avec :

$$\begin{aligned} [v_{s1p}] &= \begin{bmatrix} v_{sd1} \\ v_{sq1} \\ v_{s10} \end{bmatrix}; [v_{s2p}] = \begin{bmatrix} v_{sd2} \\ v_{sq2} \\ v_{s20} \end{bmatrix}; [i_{s1p}] = \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \\ i_{s10} \end{bmatrix}; [i_{s2p}] = \begin{bmatrix} i_{sd2} \\ i_{sq2} \\ i_{s20} \end{bmatrix}; [i_{rp}] = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix}; \\ [\phi_{s1p}] &= \begin{bmatrix} \phi_{sd1} \\ \phi_{sq1} \\ \phi_{s10} \end{bmatrix}; [\phi_{s2p}] = \begin{bmatrix} \phi_{sd2} \\ \phi_{sq2} \\ \phi_{s20} \end{bmatrix}; [\phi_{rp}] = \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{r0} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

I.5.3. Equations des tensions :

Après développement on trouve :

$$\begin{bmatrix} v_{sd1} \\ v_{sq1} \\ v_{s10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \\ i_{s10} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd1} \\ \phi_{sq1} \\ \phi_{s10} \end{bmatrix} + \omega_{s1} \begin{bmatrix} \phi_{sd1} \\ \phi_{sq1} \\ \phi_{s10} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

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

$$\begin{cases} v_{sd1} = R_{s1} i_{sd1} + \frac{d}{dt} \phi_{sd1} - \omega_{s1} \phi_{sq1} \\ v_{sq1} = R_{s1} i_{sq1} + \frac{d}{dt} \phi_{sq1} + \omega_{s1} \phi_{sd1} \\ v_{sd2} = R_{s2} i_{sd2} + \frac{d}{dt} \phi_{sd2} - \omega_{s2} \phi_{sq2} \\ v_{sq2} = R_{s2} i_{sq2} + \frac{d}{dt} \phi_{sq2} + \omega_{s2} \phi_{sd2} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

De même raisonnement que pour les deux stators on aura au rotor les équations suivantes :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \omega_{sr} \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \omega_{sr} \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

On pose :

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

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

Avec :

$$\omega_{sr} = \omega_{gl} : \text{Vitesse de glissement.}$$

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

Les équations finales des tensions de la MASDS sont :

I.5.4. Equations de flux:

Donc les équations de flux sont :

$$\begin{cases} \phi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sd1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sd2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{rd} \\ \phi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sq1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sq2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{rq} \\ \phi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sd2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sd1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{rd} \\ \phi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sq2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{sq1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{rd} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{sd1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{sd2} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{rq} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{sq1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{sq2} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

$$\text{Si on pose } \frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m$$

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, le stator 2 et le rotor.

$$\begin{cases} \phi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \phi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \phi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \phi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Donc le système d'équations (I.15) peut s'écrire de la façon suivante :

I.5.5. Couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut s'écrire sous la forme :

$$C_{em} = p[\phi_{sd1}i_{sq1} + \phi_{sd2}i_{sq2} - \phi_{sq1}i_{sd1} - \phi_{sq2}i_{sd2}] \quad (\text{I.17})$$

Où :

p : Nombre de pair de pole.

En remplaçant les équations des flux dans l'équation de couple on aura :

$$C_{em} = pL_m [i_{rd}(i_{sq1} + i_{sq2}) - i_{rq}(i_{sd1} + i_{sd2})] \quad (I.18)$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \quad (I.19)$$

On tire :

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{\phi_{rd}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{sd1} + i_{sd2}) \\ i_{rq} = \frac{\phi_{rq}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{sd1} + i_{sd2}) \end{cases} \quad (I.20)$$

On remplace i_{rd} et i_{rq} dans l'équation du couple, on aura :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\phi_{rd}(i_{sq1} + i_{sq2}) - \phi_{rq}(i_{sd1} + i_{sd2})] \quad (I.21)$$

Equation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \Omega \quad (I.22)$$

I.6. Résultats de simulations :

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

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

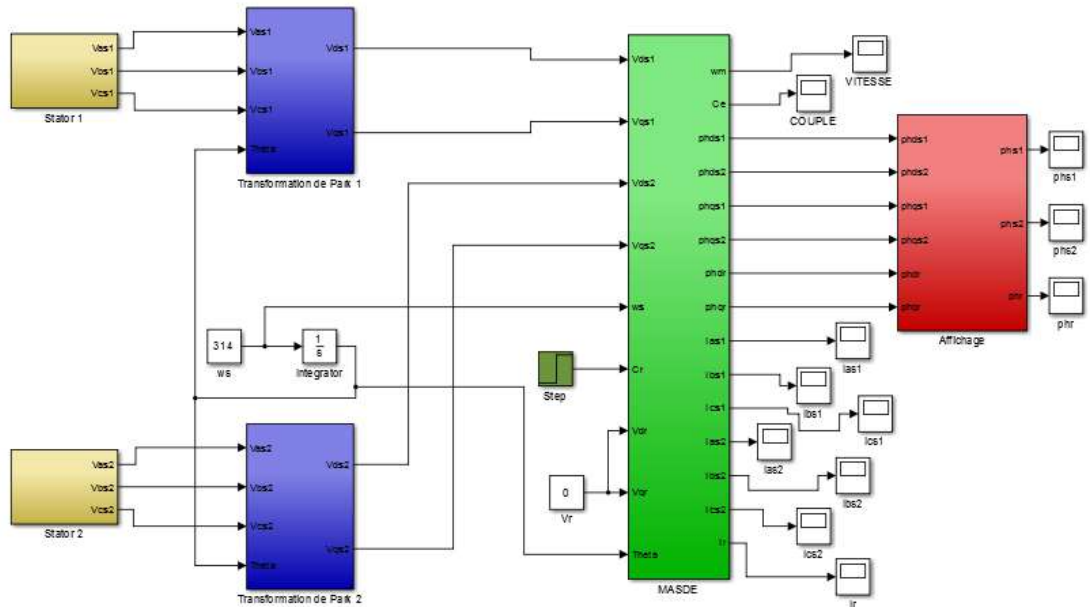
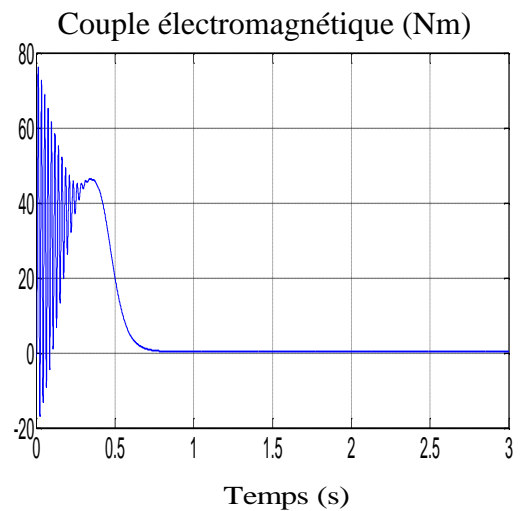
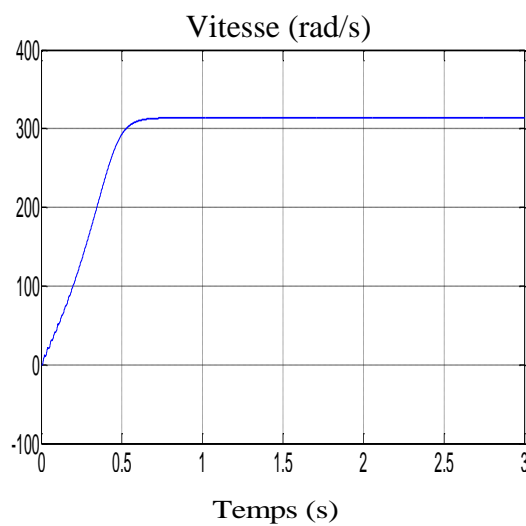


Figure (I.4): Schéma de simulation de la machine MASDS alimentée directement par un réseau triphasé.

I.6.1. Fonctionnement à vide :

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



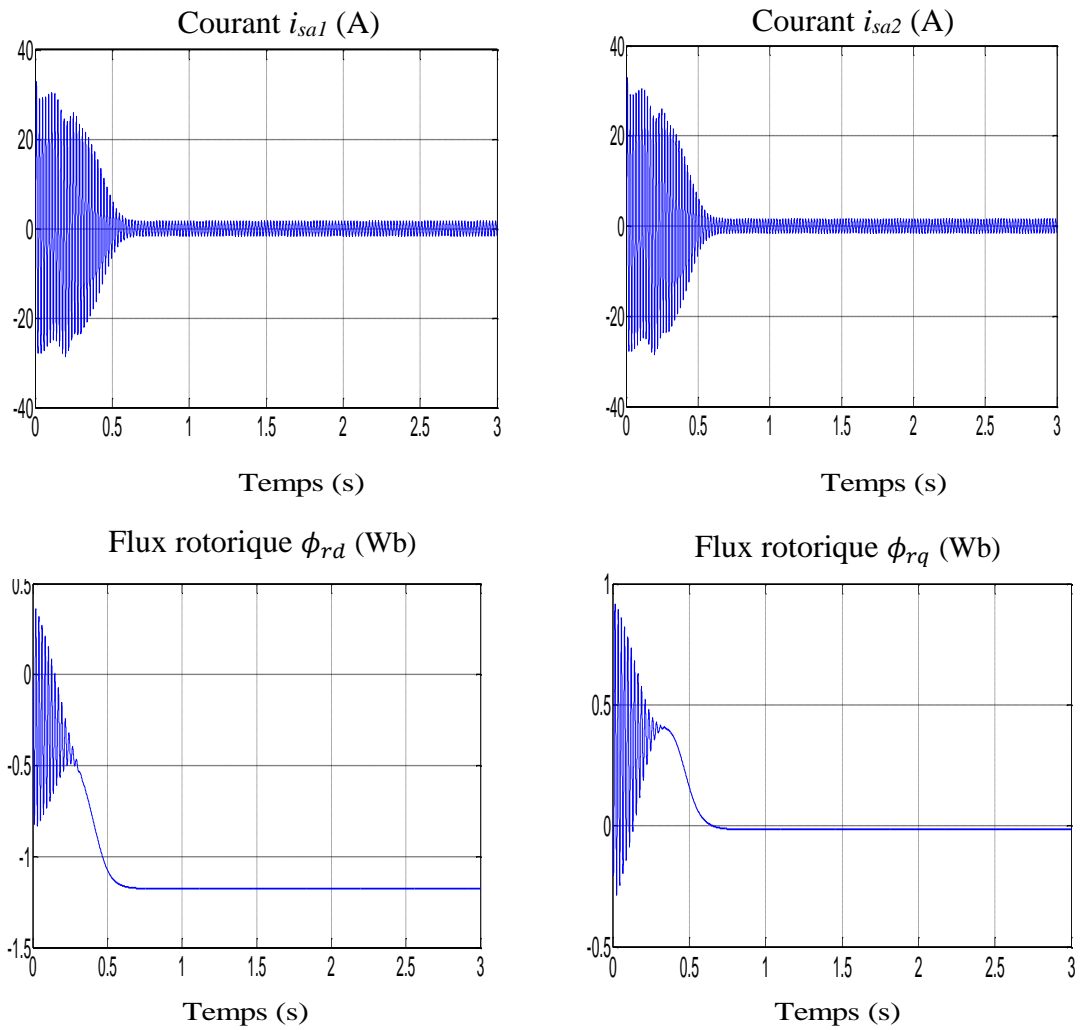
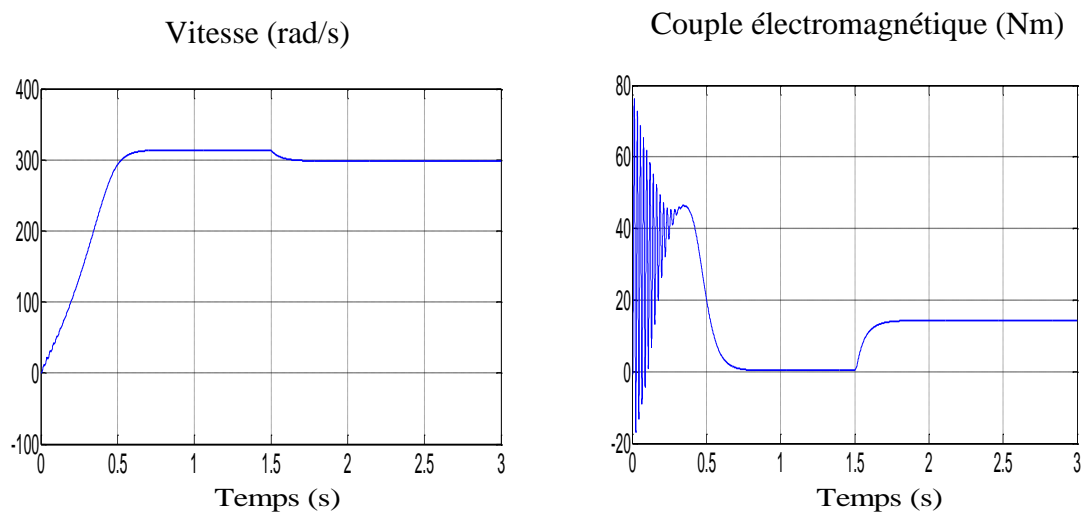


Figure (I.5): Résultats de simulation de la MASDS en fonctionnement à vide ($C_r = 0$).

I.6.2. Fonctionnement en charge :

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double stator lors de l'application d'une charge $C_r = 14$ N.m à partir de l'instant $t = 1,5$ s. Cette charge correspond au fonctionnement nominal de la machine.



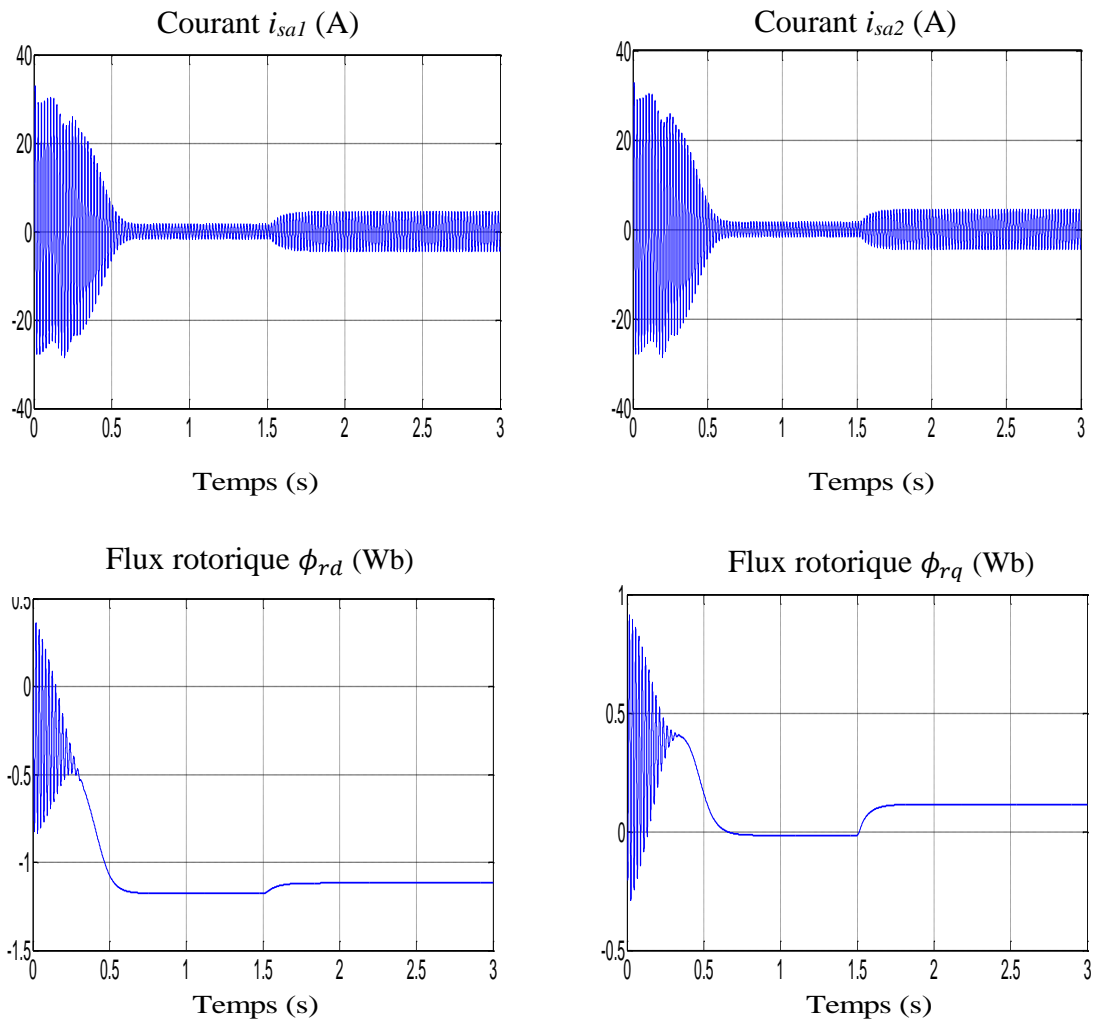


Figure (I.6): Résultats de simulation de la MASDS en fonctionnement à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t=1.5s$.

I.6.3. Interprétation des Résultats de simulation:

A. En fonctionnement à vide :

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

La vitesse de rotation se stabilise presque à 314 rad/s après un régime transitoire d'environ 0.6s.

Le couple électromagnétique présente au démarrage, un pic et des oscillations, après ce régime le couple compense les pertes par frottement.

Le flux rotorique direct a des oscillations dans la zone négative et se stabilise à la valeur 1.18 Wb, par contre le flux en quadrature a des oscillations presque dans la zone positive et tend vers une valeur nulle dans le régime établi.

B. En fonctionnement en charge :

A l'instant de l'application de la charge on remarque les mêmes performances qu'au démarrage.

La vitesse de la rotation chute jusqu'à atteindre la valeur 300 rad/s vitesse nominale.

Le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 10.1 N.m.

Le courant direct du premier stator atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide ; à l'insertion de la charge, le courant augmente et atteint une valeur crête 4.6 A.

Le flux rotorique direct lors de l'application de la charge, diminue de 1.18 Wb à 1.12 Wb en valeur absolue, alors que le flux en quadrature augmente de 0 Wb à 0.15 Wb.

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

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

I.7. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons établi un modèle migmatique de la MASDS en utilisant la transformation de parck pour but simplificatrice et pour nous aide à la commande.

Le résultat de simulation montré les caractéristique de la MASDS lors de fonctionnement à vide et ses variation lors de fonctionnement en charge où on peut voir que la charge diminue la vitesse pour cette raison nécessite sa régulation.

Chapitre II :

Modélisation de

l'alimentation de la MASDS

II.1. Introduction :

Pour connaître le comportement d'une machine asynchrone double stator et pour effectuer la commande et le réglage approprié il est important de connaître les relations qui existent entre les grandeurs d'entrée ou d'alimentation comme la tension et la fréquence et les grandeurs sorties de la machine que nous étudions.

La modélisation de la MASDS constituée à double alimentation présentée par deux onduleurs contrôlés par la technique de modulation de largeur d'impulsions permet de savoir comment ces grandeurs affectent sur le contrôle de la machine asynchrone double stator.

II.2. Modélisation de l'onduleur de tension :

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

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions (MLI) des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine [2].

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque paire transistor-diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras), commandé à l'ouverture et à la fermeture et chaque demi-bras possède son complémentaire. La Figure II.1, représente la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.

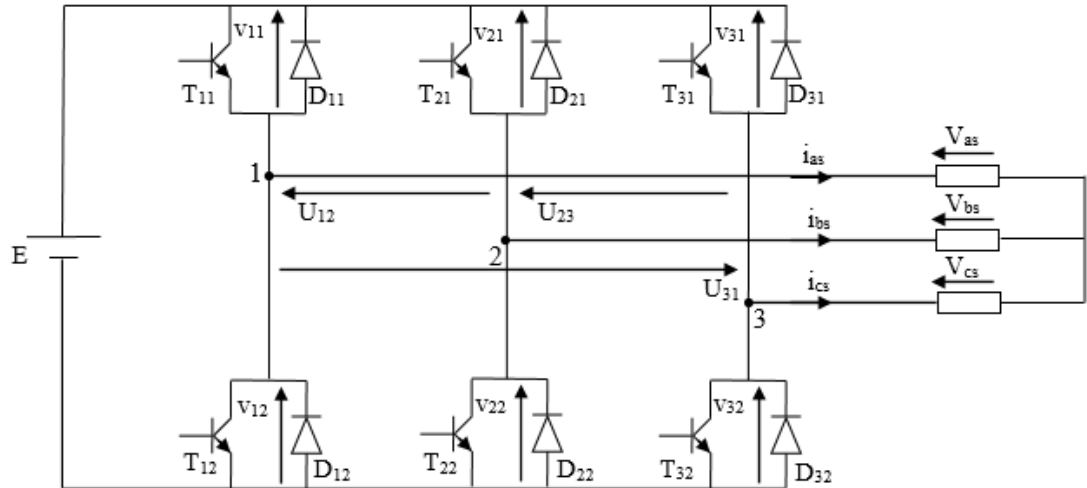


Figure (II.1) : Représentation de l'onduleur de tension MLI.

II.3. Fonction de connexion:

Chaque interrupteur $K_{ij} (i \in \{1,2,3\}, j \in \{1,2\})$, supposé idéalisé introduit une fonction de connexion f_{ij} , le courant i_{ij} qui le traverse et la tension à ses bornes s'écrivent respectivement:

$$i_{ij} = f_{ij} i \quad \text{et} \quad v_{ij} = (1 - f_{ij})E,$$

Où : $f_{ij} = 0$ interrupteur ouvert, $f_{ij} = 1$ interrupteur fermé.

Avec :

v_{ij} : Tension commutée.

i_{ij} : Courant commuté.

i : Courant de la phase $i ; i \in \{i_{as}, i_{bs}, i_{cs}\}$.

Chaque cellule est formée de deux interrupteurs comme la conduction est considérée toujours continue, à un instant donné un seul de ces interrupteurs est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$f_{i1} + f_{i2} = 1 \quad (\text{II.1})$$

L'expression des tensions composées est donnée par

$$\begin{cases} U_{12} = v_{as} - v_{bs} = v_{21} - v_{11} \\ U_{23} = v_{bs} - v_{cs} = v_{31} - v_{21} \\ U_{31} = v_{cs} - v_{as} = v_{11} - v_{31} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

En introduisant les fonctions de connexion relatives à chacun d'entre eux, il vient :

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Il, en découle :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

II.4. Stratégie de commande :

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire. [2]

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

$$\begin{cases} V_{ref1c} = V_m \cdot \sin\left(2\pi f \cdot t - \frac{2(c-1)\pi}{3}\right); c = 1,2,3 \\ V_{ref2c} = V_m \cdot \sin\left(2\pi f \cdot t - \frac{2(c-1)\pi}{3-\alpha}\right); c = 1,2,3 \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

L'équation de la porteuse est donnée par: L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \frac{t}{T_p} - 1\right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \frac{t}{T_p} + 3\right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

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

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

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

Pour l’onduleur N°1 :

$$\begin{aligned}
 Si \quad V_{as1ref} \geq V_p(t) f_{11} = 1 \quad & \text{sinon} \quad f_{11} = 0 \\
 Si \quad V_{bs1ref} \geq V_p(t) f_{21} = 1 \quad & \text{sinon} \quad f_{21} = 0 \\
 Si \quad V_{cs1ref} \geq V_p(t) f_{31} = 1 \quad & \text{sinon} \quad f_{31} = 0
 \end{aligned} \tag{II.7}$$

Pour l’onduleur N°2 :

$$\begin{aligned}
 Si \quad V_{as2ref} \geq V_p(t) f_{12} = 1 \quad & \text{sinon} \quad f_{12} = 0 \\
 Si \quad V_{bs2ref} \geq V_p(t) f_{22} = 1 \quad & \text{sinon} \quad f_{22} = 0 \\
 Si \quad V_{cs2ref} \geq V_p(t) f_{32} = 1 \quad & \text{sinon} \quad f_{32} = 0
 \end{aligned} \tag{II.8}$$

II.5. Association MASDS avec onduleur de tension :

La Figure II.2, représente l’association de la MASDS avec deux onduleurs de tension Triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdales.

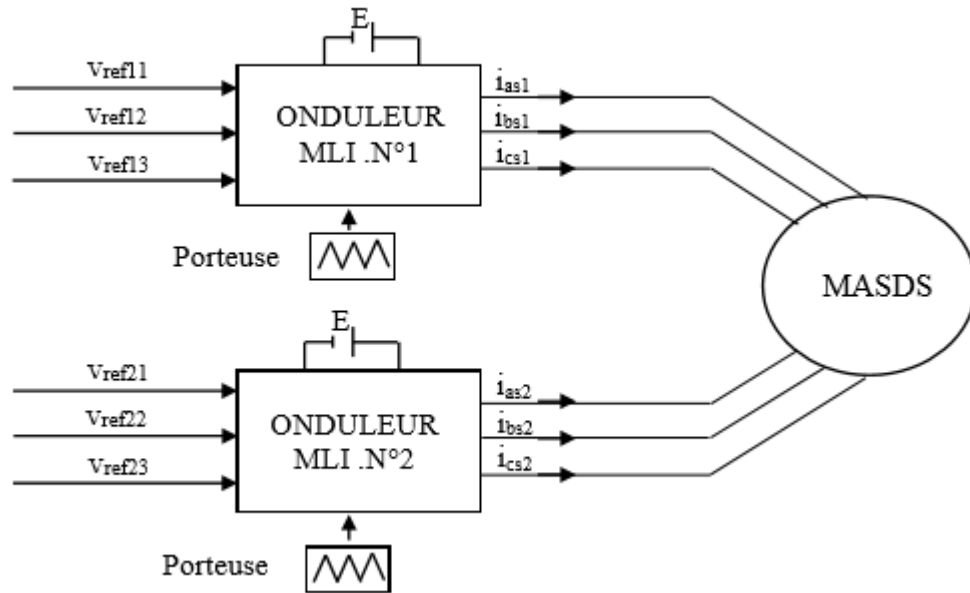


Figure (II.2) : Association de la MASDS avec les deux onduleurs MLI.

II.6. Résultats de simulation :

La simulation numérique est effectuée pour l’indice de modulation $m = 21$ et le coefficient de réglage en tension $r = 0,8$. Le fonctionnement est en charge avec $C_r = 10$ N.m appliqué à l’instant $t=2s$.

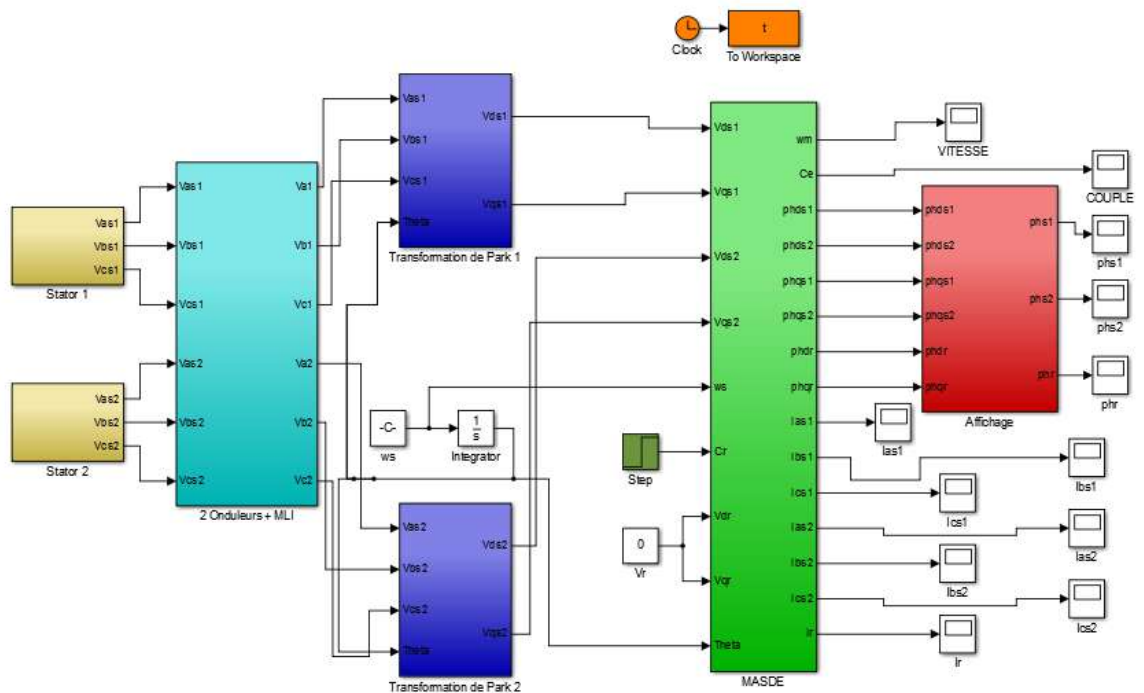


Figure (II.3) : Schéma de simulation de la MASDS avec Onduleur.

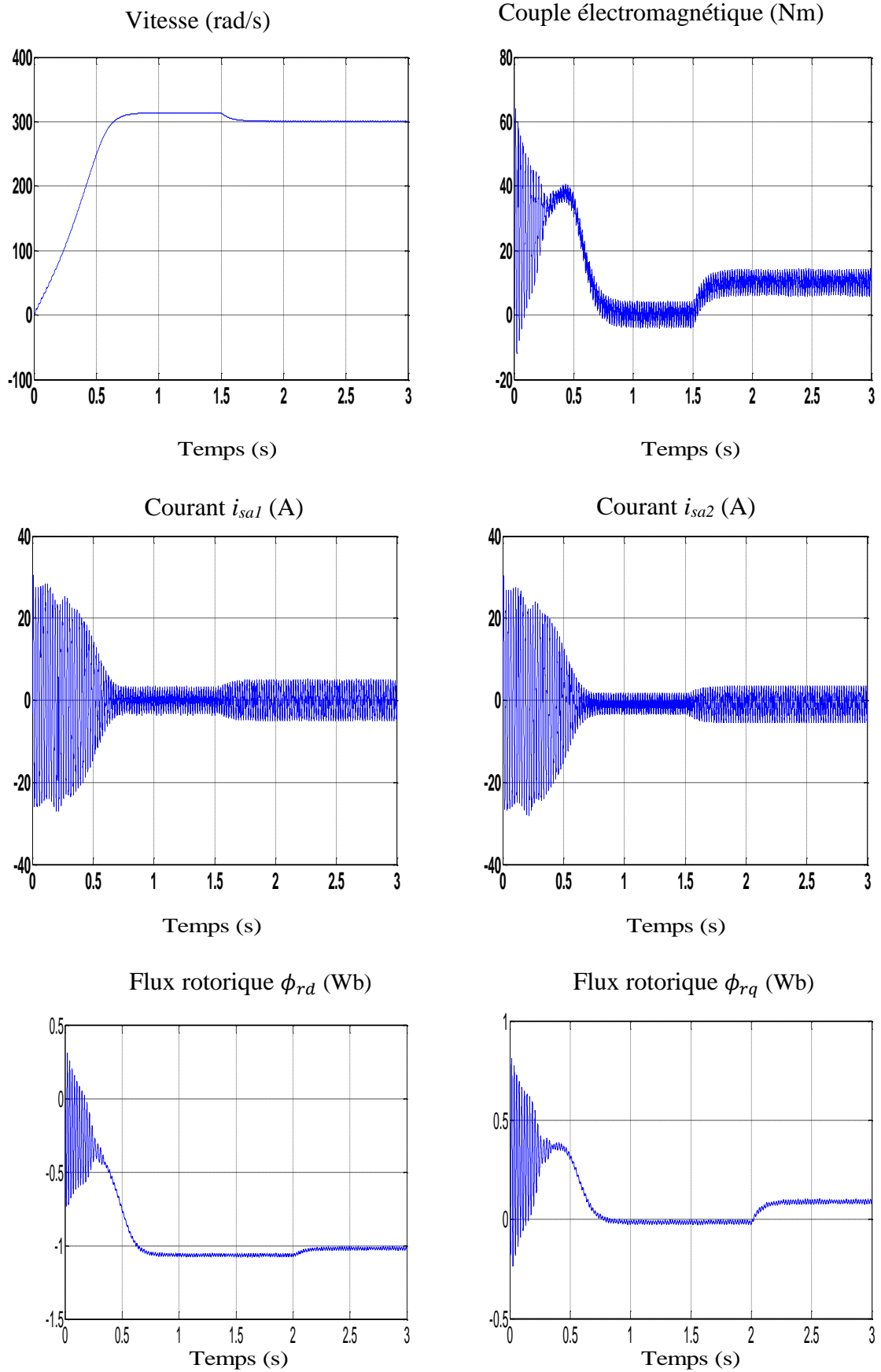


Figure (II.4): Résultats de simulation de la MASDS alimentée par deux onduleurs de tension en fonctionnement à vide suivi par une variation de charge.

II.7. Interprétations des résultats :

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

II.8. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle de la MASDS à double alimentation où nous avons étudié le système de double alimentation commandé par la technique MLI.

Le système de double alimentation comme montre les résultats de simulation c'est pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande vectorielle que nous allons étudier dans le prochain chapitre.

Chapitre III :

Commande vectorielle de la MASDS

III.1. Introduction :

La grande difficulté dans la commande des machine asynchrone généralement c'est que le couple et le flux sont fortement couplées, et que difficile de les commander l'un indépendamment de l'autre, par contre dans la machine à courant continu a excitation séparé sont naturellement découplé ce qui facilite la commande de cette machine.

Pour réaliser ce découplage dans la machine asynchrone double stator on applique la commande à flux orienté ou la commande vectorielle.

Le but est que la MASDS être facilement commandé comme la MCC par l'application de la commande vectorielle.

III.2. Principe de découplage :

En négligeant les phénomènes parasites tels que la réaction d'induit ou la commutation, la machine électrique qui réponde le mieux aux hypothèses de découplage est le moteur à courant continu à excitation indépendante. Dans ce type des machines il est simple de faire des contrôles indépendants du flux et du couple respectivement par les courants d'inducteur et d'induit. La Figure III.1.

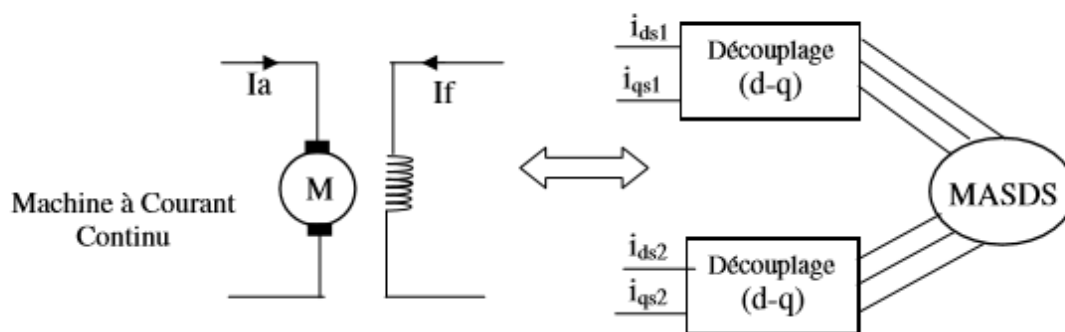


Figure (III.1) : Principe de la commande vectorielle.

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la MASDS à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects :

- 1- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre.

2- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire [3].

En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit (I_a) contrôle le couple et le courant inducteur (I_f) contrôle le flux. La relation du couple électromagnétique est donné par :

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

Avec :

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

I_a = Courant d'induit.

$K, K' =$ Constantes.

III.3. Choix d'orientation du flux :

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

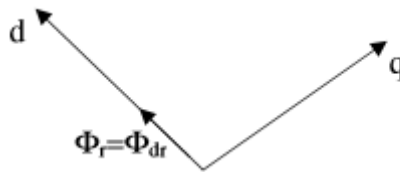


Figure (III.2) : Orientation du flux rotorique sur l'axe d.

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel d-q avec une orientation du flux rotorique (l'axe d aligné avec la direction du flux rotorique) comme le montre la Figure III.2. Pour cela, trois choix sont possibles [4] :

- Orientation du flux rotorique :

$$\phi_{rd} = \phi_r \text{ et } \phi_{rq} = 0 \quad (\text{III.2})$$

- Orientation du flux statorique :

$$\phi_{sd} = \phi_s \text{ et } \phi_{sq} = 0 \quad (\text{III.3})$$

- Orientation du flux d'entrefer :

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

Dans notre étude, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (III.2), car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques.

Beaucoup de chercheurs utilisent l'orientation du flux rotorique pour la commande de la machine électrique. Dans notre étude, nous avons opté pour la technique d'orientation du flux rotorique. Pour la machine asynchrone double stator, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Dans l'expression du couple électromagnétique de la MASDS, (III.5),

Si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel c'est-à-dire : ,
 $\phi_{rd} = \phi_r \text{ et } \phi_{rq} = 0$

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{sq1} + i_{sq2})\phi_{dr} - (i_{sd1} + i_{sd2})\phi_{rq}] \quad (\text{III.5})$$

L'équation (II.5) devient :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{sq1} + i_{sq2})\phi_r] = k\phi_r i_{sq} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

$$k = P \frac{L_m}{L_m + L_r} ; \quad i_{sq} = i_{sq1} + i_{sq2}$$

D'après l'équation (III.6) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double stator, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. [4]

III.4. Méthodes de la Commande Vectorielle :

La réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double stator, se fait par deux méthodes : directe et indirecte. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et le module du flux.

III.4.1. Méthode direct :

Pour cette méthode le flux est régulé par une boucle de contre réaction nécessitant une bonne connaissance de son module et de sa phase. Celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à des séries de mesure aux bornes du système.

III.4.2. Méthode indirect :

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle ouverte.

III.5. Régulation de la Vitesse par la Méthode Indirecte :

Elle se base sur les équations qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone à double stator avec orientation du flux où la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse de glissement. Le schéma bloc de cette méthode est donné par la figure suivante :

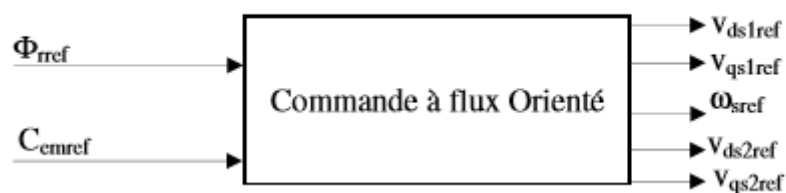


Figure (III.3) : Bloc de commande à flux Orienté.

Par l'application de l'orientation du flux rotorique devient:

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_r - L_m(i_{sd1} + i_{sd2})] \\ i_{qr} = \frac{-L_m}{L_m + L_r} [(i_{sq1} + i_{sq2})] \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

En remplaçant (III.7) dans (I.18) on trouve :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = \lambda_1 i_{sd1} + L_r \eta i_{sd2} + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs1} = \lambda_1 i_{sq1} + L_r \eta i_{sq2} \\ \phi_{ds2} = \lambda_2 i_{sd2} + L_r \eta i_{sd1} + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs2} = \lambda_2 i_{sq2} + L_r \eta i_{sq1} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Avec :

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

Et on a :

$$\begin{cases} \phi_r^* = L_m(i_{sd1} + i_{sd2}) \\ i_{rq} = -\frac{\omega_{gl} \phi_r^*}{R_r} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

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

(I.14)(I.15) (I.16) on trouve :

$$\begin{cases} V_{sd1} = R_{s1} i_{sd1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sd1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{sq1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{sq1} = R_{s1} i_{sq1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sq1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{sd1} + \phi_r^*) \\ V_{sd2} = R_{s2} i_{sd2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sd2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{sq2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{sq2} = R_{s2} i_{sq2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sq2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{sd2} + \phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$$T_r = \frac{(L_m + L_r)}{R_r}$$

On a:

$$\begin{cases} i_{sq1}^* + i_{sq2}^* = \frac{(L_m + L_r)}{pL_m\phi_r^*} C_{em}^* \\ \omega_{gl}^* = -\frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)\phi_r^*} (i_{sq1}^* + i_{sq2}^*) \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Où, i_{sq1}^* et i_{sq2}^* sont des grandeurs des références soit des tensions, des courants et de pulsation statorique.

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

$$\begin{cases} V_{sd1l} = R_{s1}i_{sd1} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{sd1} \\ V_{sq1l} = R_{s1}i_{sq1} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{sq1} \\ V_{sd2l} = R_{s2}i_{sd2} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{sd2} \\ V_{sq2l} = R_{s2}i_{sq2} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{sq2} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Le système (III.12) montre que les tensions statoriques $V_{sd1l}, V_{sq1l}, V_{sd2l}, V_{sq2l}$ sont directement reliées aux courants statoriques $i_{sd1l}, i_{sq1l}, i_{sd2l}, i_{sq2l}$. Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références $V_{sd1}^*, V_{sq1}^*, V_{sd2}^*, V_{sq2}^*$ à flux constant sont données par :

$$\begin{cases} V_{sd1}^* = V_{sd1l} - V_{sd1c} \\ V_{sq1}^* = V_{sq1l} - V_{sq1c} \\ V_{sd2}^* = V_{sd2l} - V_{sd2c} \\ V_{sq2}^* = V_{sq2l} - V_{sq2c} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{sd1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{sq1} + T_r\phi_r^*\omega_{gl}^*) \\ V_{sq1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{sd1} + \phi_r^*) \\ V_{sd2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{sq2} + T_r\phi_r^*\omega_{gl}^*) \\ V_{sq2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{sd2} + \phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

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

III.5.1. Synthèse des régulateurs PI :

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

- Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée de la Figure III.4. est écrite comme suit :

$$\frac{i_{sd1}}{i_{sd1}^*} = \frac{K_{id1} + K_p S}{L_{s1} S^2 + (R_{s1} + K_{pd1}) S + K_{isd1}} \tag{III.15}$$

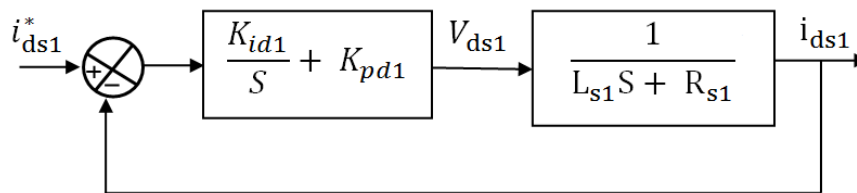


Figure (III.4) : Schéma de régulation des courants.

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

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

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

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

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

III.5.2. Régulateur de vitesse IP :

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la Figure III.5.

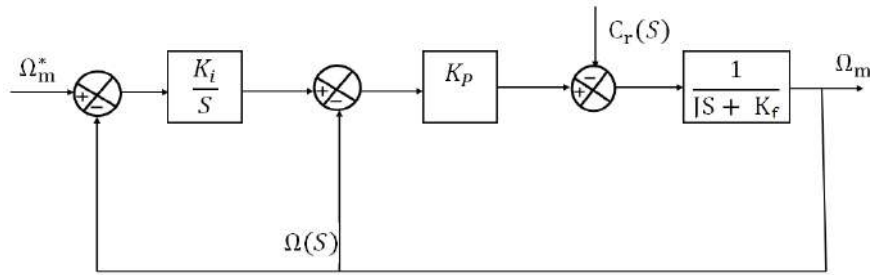


Figure (III.5) : Schéma réduit de régulation de vitesse IP.

La fonction de transfert en boucle fermée de la Figure III.5 est écrite comme suit :

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

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

$$F(S) = \frac{1}{1 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} S + \frac{J}{\omega_n^2} S^2} \quad (III.19)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur IP :

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

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

III.5.3. Bloc de découplage :

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

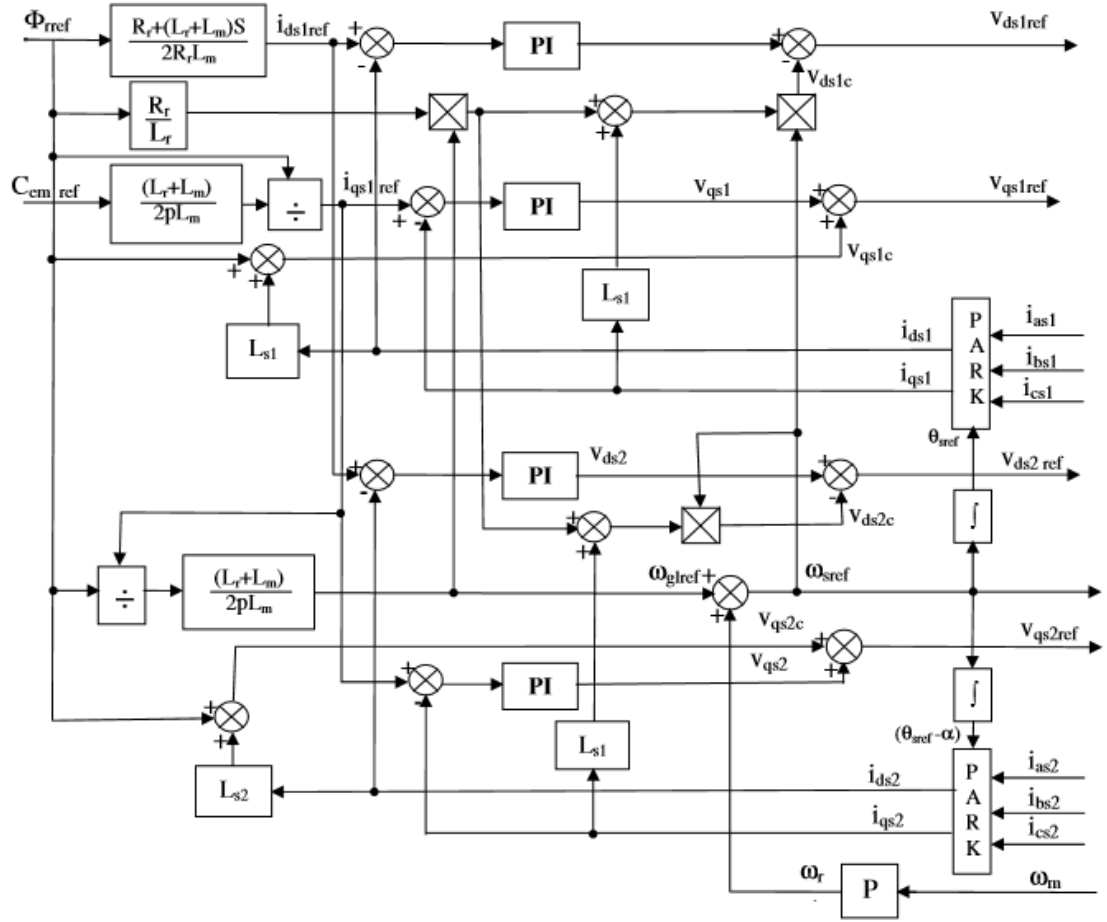


Figure (III.6) : Bloc de découplage en tension.

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

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

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

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

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

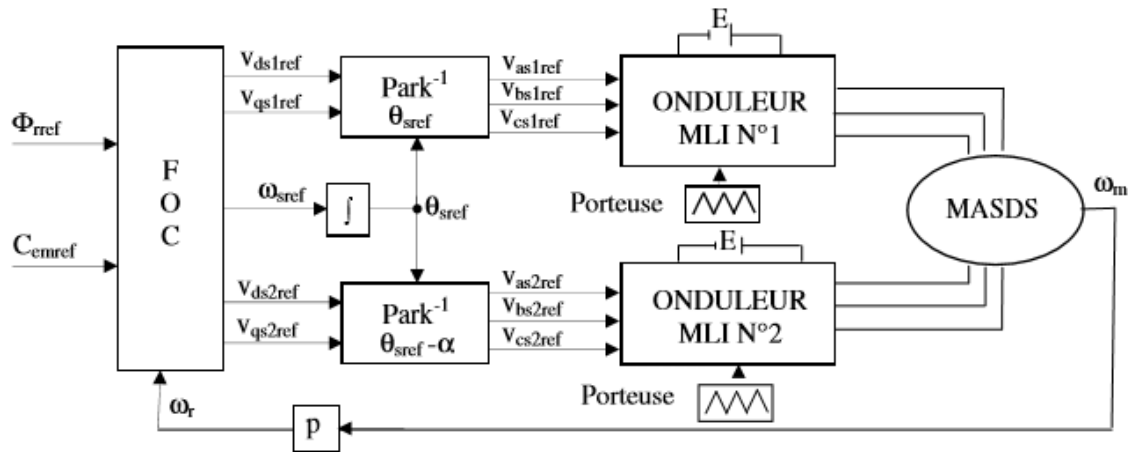


Figure (III.7) : Commande vectorielle indirecte de la MASDS.

III.6. Résultats de simulation : La figure ci-dessous représente le schéma bloc de simulation.

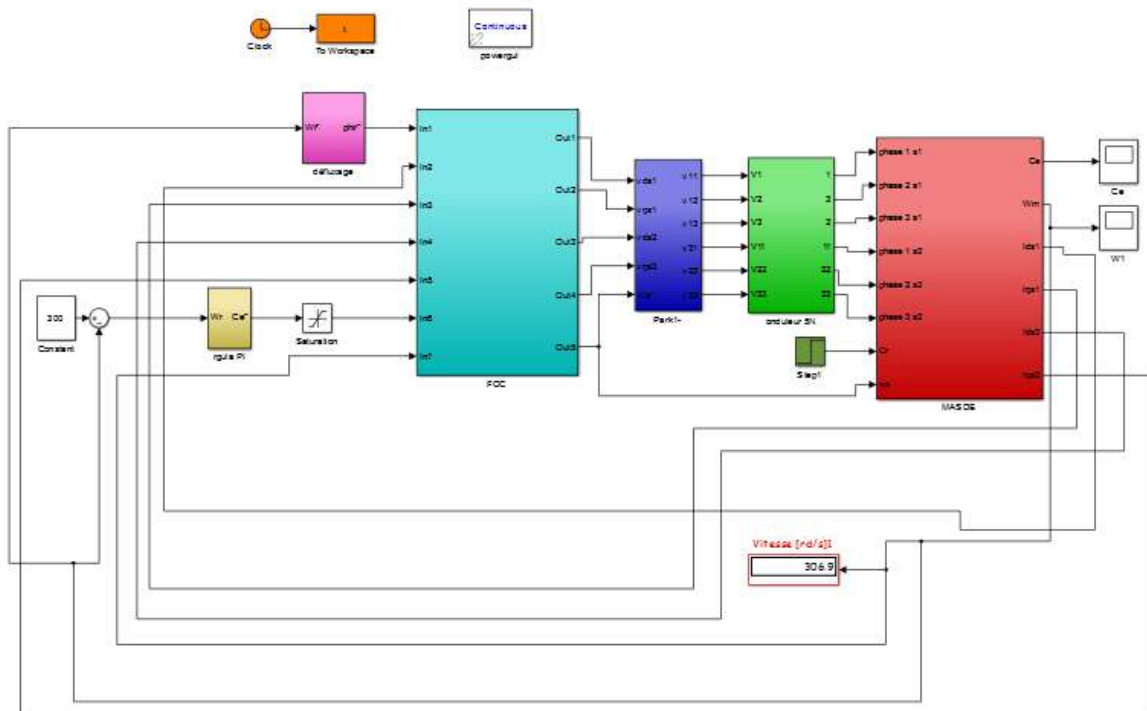


Figure (III.8) : Schéma de simulation de la commande vectorielle de la MASDS.

Couple électromagnétique (Nm)

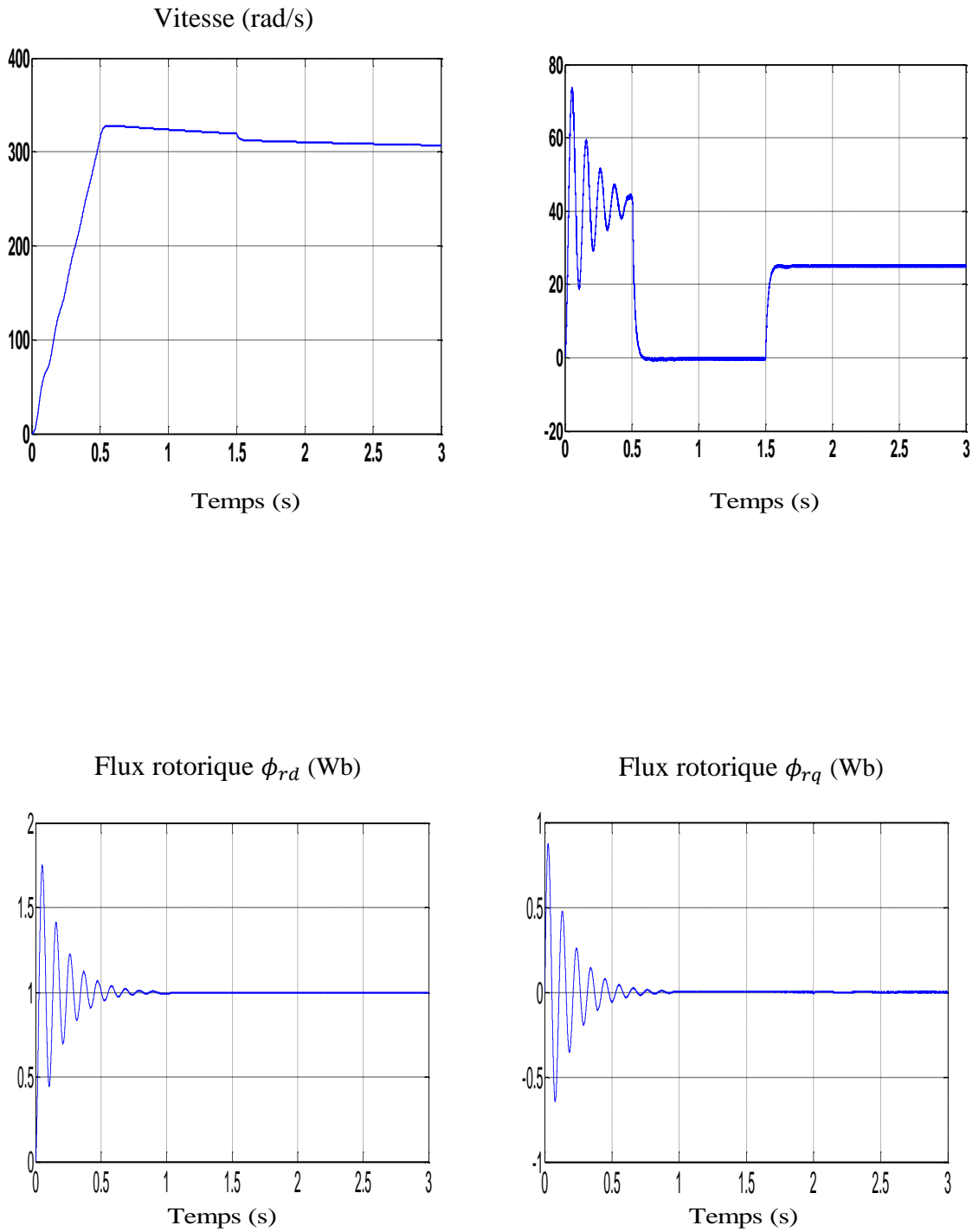


Figure (III.9): Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MASDS en fonctionnement à vide suivi par une variation de charge.

Vitesse (rad/s)

Couple électromagnétique (Nm)

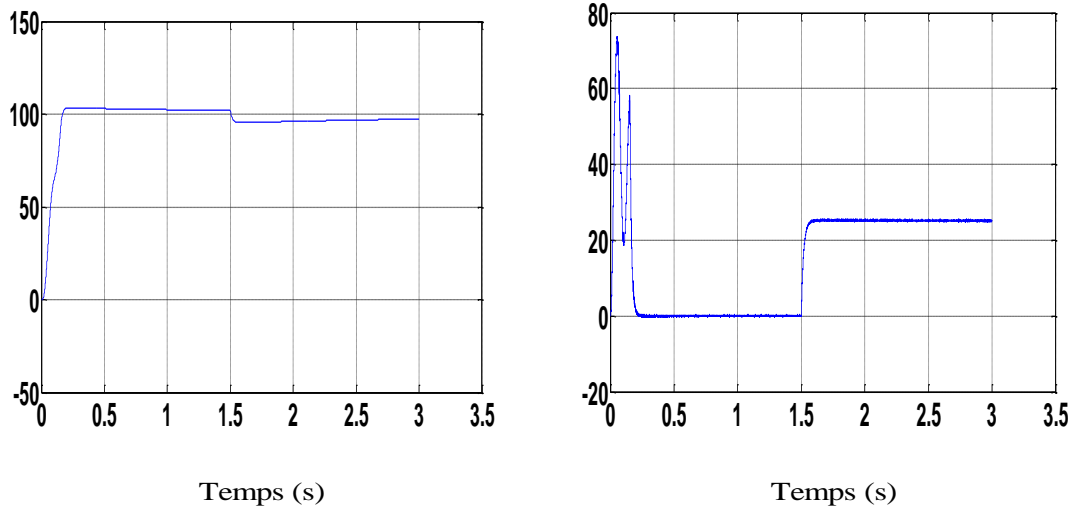


Figure (III.10): Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MASDS en fonctionnement en charge suivi par une variation de vitesse.

III.7. Interprétations des résultats :

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

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

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

III.8. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique qui permet de séparer la commande de flux et la commande de couple.

Les résultats de simulation montrés que la commande vectorielle est sensible à la variation de la charge et les variations paramétriques surtout au niveau de vitesse.

Pour améliorer les performance abstenus par cette réglage classique une nouvelle technique sera utilisé à la prochaine chapitre.

Chapitre IV :

Commande Par logique floue

d'un MASDS

IV.1. Introduction :

Afin d'assurer un contrôle automatique, au système industrielle. Il y a une nouvelle stratégie de commande utilisé pour résoudre les problèmes de réglage, ses algorithmes de contrôle basé sur l'intelligence artificielle comme la logique floue.

La régulation par logique floue est basée sur des concepts simples, il s'agit de faire intervenir dans le contrôleur des connaissances prenant en compte la pensée humaine et le raisonnement approché celui de l'homme.

Le domaine de la logique floue est devenu très importante grâce à ses capacité de traité les informations, est constitué d'un ensemble de réglage utilisé des règle linguistique simple permettant de traduire facilement le savoir-faire d'un expert pour commander un système. Dans ce chapitre nous présentons une étude pour comprendre le mécanisme de la commande par logique floue et son application pour réglage de la vitesse de la MASDS.

IV.2. L'utilisation de la logique floue :

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [6]:

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

IV.3. Principe de la logique floue :

La logique floue traduit le raisonnement humain basé sur des données imprécises ou incomplètes, c'est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeurs intermédiaires « vrai » ou « faux » avec certains degrés. La formulation mathématique de la logique floue donne naissance à une théorie dite théorie des ensembles flous. Cette théorie n'est qu'une extension de la théorie classique des ensembles, sauf que la logique floue est caractérisée par la notion des valeurs intermédiaires, d'où la nécessité de mettre en évidence certaines notions de cette théorie. La logique floue permet de traiter des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel [7].

IV.4. Concept de base de la logique floue :

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

IV.4.1. Logique classique et logique floue :

Dans la logique classique, les variables gérées sont Booléennes. C'est à dire qu'elles ne prennent que deux valeurs 0 ou 1. La logique floue a pour but de raisonner à partir de connaissances imparfaites qui opposent résistance à la logique classique. Pour cela la logique floue se propose de remplacer les variables booléennes par des variables flous [8].

IV.4.2. Sous ensemble flou :

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

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

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

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

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

$$A = \{(x, \mu_A(x)) | x \in X\} \quad (\text{IV.2})$$

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

$$A = \sum_{x \in X} \mu_A(x) / x \quad (\text{IV.3})$$

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

$$A = \int_x \mu_A(x) / x \quad (\text{IV.4})$$

IV.4.3. Caractéristiques d'un sous ensemble flou :

On peut décrire les caractéristiques d'une fonction d'appartenance qui représente un sous-ensemble A sur un univers de discours U par [22] :

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

- Son Noyau : $\text{Noyau}(A) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\}$.

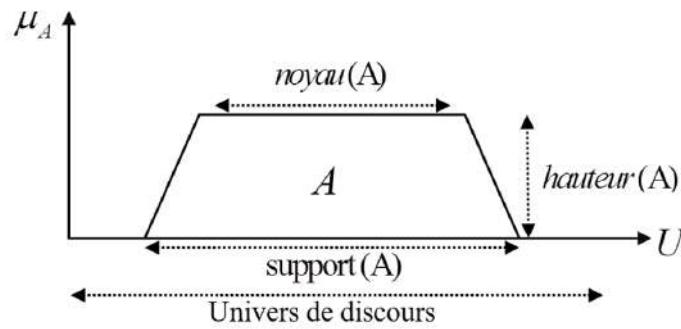


Figure. (IV.1) : Représentation d'un sous-ensemble flou.

IV.4.4. Variable linguistique :

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

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

Dans lequel x est le nom de la variable linguistique (x) l'ensemble des valeurs linguistiques et U l'univers de discours. La figure IV.2 illustre un exemple de variable linguistique «vitesse» avec trois termes linguistiques : « petite, moyenne et grande » [9].

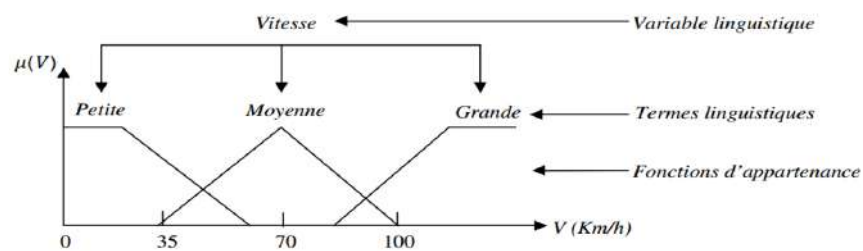


Figure. (IV.2) : Variable linguistique.

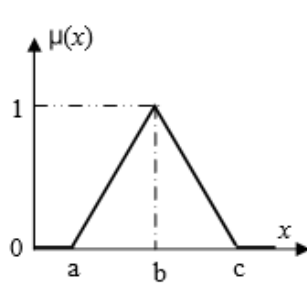
IV.4.5. Fonction d'appartenance :

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles.

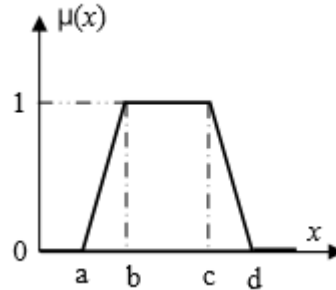
Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaires et trapézoïdales, donc par des segments de droite, et sont alors dites linéaires par morceaux, aussi elles sont très employées car elles sont simples et

comportent des points permettant de définir les zones où la notion est vraie ou fausse, ce qui simplifie le recueil de l'expertise[10].

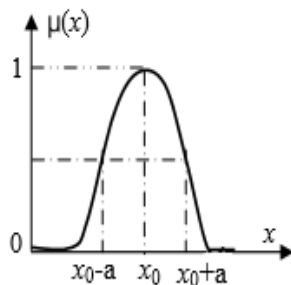
Flous. Cependant, les formes cloches et gaussienne peuvent être utilisées car elles donnent dans certains cas une meilleure représentation des ensembles flous [10].



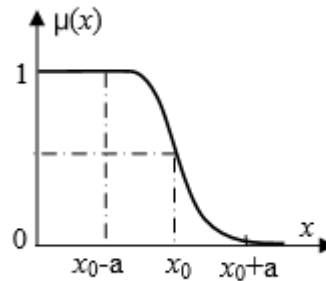
- Forme triangulaire



- Forme trapézoïdale



- Forme cloche



- Forme sigmoïde

IV.4.6. Règles floues :

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

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

où la première proposition (x est A) est appelée prémisse de la règle alors que la seconde proposition (y est B) la conclusion [11]

IV.4.7. Degré de vérité :

Le degré de vérité, ou encore **le degré d'activation**, d'une règle prend une valeur comprise entre 0 et 1 déduite des degrés d'appartenance des prémisses de la règle. Il influe directement sur la valeur des conclusions de cette même règle [11].

IV.5. Commande par logique floue :

La commande par la logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations sa approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique [5].

Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes:

- 1- La quantification floue des entrées, appelée aussi la *Fuzzification*. Elle permet la conversion des variables des entrées qui sont des grandeurs physiques, en grandeurs floues, ou variables linguistiques ;
- 2- L'établissement des règles liant les sorties aux entrées, appelé *l'Inférence floue*;
- 3- La Défuzzification qui est l'opération inverse de la Fuzzification. Elle consiste à transformer les variables linguistiques en variables réelles ou numériques.

Les schémas bloc d'un contrôleur flou est illustré par la figure suivante [5]:

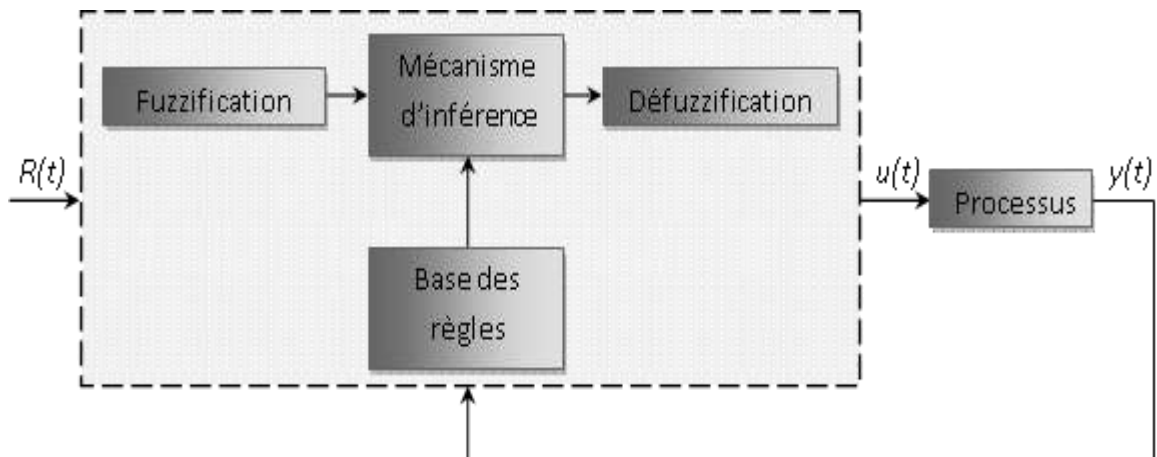


Figure. (IV.3) : Schéma général d'un contrôleur flou.

$R(t)$: est le signal de référence;

$u(t)$: est le signal de commande;

$y(t)$: est la sortie du système à commander.

Le contrôleur flou comporte essentiellement quatre parties; une interface de

Fuzzification, une base des règles, un mécanisme d'inférence et une interface de Défuzzification.

IV.5.1. Structure d'un régulateur flou :

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

- Interface de fuzzification.
- Base de connaissances.
- Moteur d'inférence floue.
- Interface de défuzzification.

IV.5.2. Fuzzification :

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

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

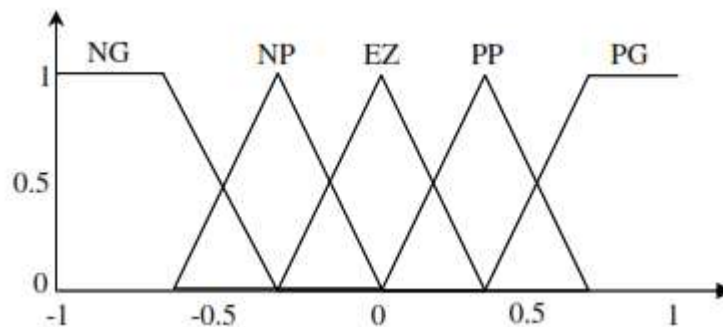


Figure. (IV.4) : Exemple de fuzzification.

Les différents ensembles flous sont caractérisés par des désignations standards : la signification des symboles et par exemple :

NG : négative grande.

NP : négative petite.

EZ : environ zéro.

PP : positive petite.

PG : positive grande

IV.5.3. Moteur d'inférence floue :

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

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser ces opérateurs dans une inférence et qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance à savoir [12] :

IV.5.3.A. Méthode d'inférence Max-Min :

La méthode d'inférence «max-min» est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur « OU » par la formation du maximum et l'opérateur « ET » par la formation du minimum. et l'implication « ALORS » est réalisée par la formation du minimum [13].

IV.5.3.B. Méthode d'inférence Max-Prod :

La méthode d'inférence « max-produit » est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur « OU » par la formation du maximum et l'opérateur « ET » par la formation du produit, et l'implication « ALORS » est réalisée par la formation du produit [13].

IV.5.3.C. Méthode d'inférence Somme-Prod :

Par opposition aux méthodes d'inférence précédentes, la méthode d'inférence somme-prod réalise, au niveau de la condition, l'opérateur « OU » par la formation de la somme (valeur moyenne), et l'opérateur « ET » par la formation du produit. Pour la conclusion, l'opérateur « ALORS » est réalisé par un produit [13].

IV.5.4. Base de connaissances :

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

IV.5.4.A. La base de données :

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

IV.5.4.B. La base des règles floues :

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

$$Si (X_1 A_1) et (X_2 A_2) \quad ALORS \quad (Y et B) \quad (IV.5)$$

Il y a plusieurs formes de Si... . Alors la forme générale est : Si (un ensemble de conditions est satisfait) Alors (un ensemble de conséquences peut être exécuté) [14].

IV.5.5. Défuzzification :

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

IV.5.5.A. La méthode du maximum :

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

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

Avec h la sortie du système flou, c'est-à-dire, la valeur numérique de la sortie floue [15].

IV.5.5.B. La méthode de la moyenne pondérée :

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

IV.5.5.C. La méthode du centre de gravité :

Cette méthode, génère le centre de gravité de la surface engendrée par la fonction d'appartenance de l'ensemble flou agrégé. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation suivante [16] :

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

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

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

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

IV.6. Différent types de régulateurs flous :

Ils existent deux types de régulateurs flous :

IV.6.1. Régulateur flou de type Mamdani :

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

Cette méthode se base sur l'utilisation de l'opérateur min pour l'implication floue et l'opérateur max pour l'agrégation des règles. La sortie nécessite l'utilisation d'une méthode de défuzzification qui est généralement le centre de gravité. Une autre variante du modèle de Mamdani consiste à remplacer l'opérateur min de l'implication floue par le produit algébrique [17].

Dans ce type les règles floues If-Then (SiAlors) sont écrites sous la forme suivante:

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

Les principaux avantages de ce type sont : h

- La simplicité de la représentation des règles floues. h
- La flexibilité d'implémentation et utilisation ; du point de vue du grand nombre de choix des opérations appropriées en modèle flou [18].

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

IV.6.2. Régulateur flou de type Takagi-Sugeno (T-S) :

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

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

La sortie finale est égale à la moyenne pondérée des conclusions des règles [19].

Donc l'avantage de modèle flou T-S est la flexibilité, la simplicité et l'efficacité de représenter les processus non-linéaires complexes par un nombre très réduit des règles floues, par rapport au modèle flou de Mamdani [20].

IV.7. Avantages et Inconvénients du réglage par logique floue :

IV.7.1. Les Avantages :

- Pas besoin de modèle mathématique.
- Possibilité d'implémenter des connaissances linguistiques.
- Maîtrise de systèmes à régler avec un comportement complexe.
- Disponibilité des systèmes de développement efficaces, soit pour microprocesseur ou PC « Solution logiciel », soit pour les circuits intégrés (processeurs dédiés, fuzzy processors), « Solution matérielle » [21].

IV.7.2. Les Inconvénients :

- Manque de directives précises pour la conception d'un réglage.
- Les règles doivent être disponibles.
- Approche artisanale et non systématique.
- Aucune méthode formelle pour l'ajustement [21].

IV.8. Commande de la MASDS par logique floue :

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

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

IV.8.1. Le régulateur de la vitesse :

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

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

Ce schéma est réalisé en se basant sur l'aidée proposée par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie.

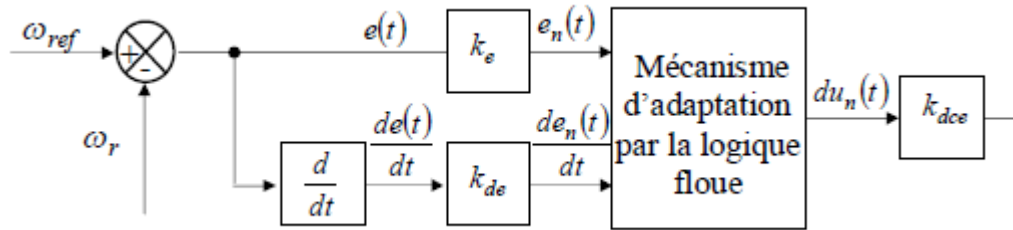


Figure. (IV.5) : Architecture d'une commande floue.

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

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

$$e = \omega_r^* - \omega_r \quad (\text{IV.10})$$

$$D_e = \frac{E(t+1) - E(t)}{\Delta t} \quad (\text{IV.11})$$

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

Avec :

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

IV.8.2. Fuzzification :

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

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

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

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

La représentation de ces ensembles flous est donnée par la Figure (IV.6).

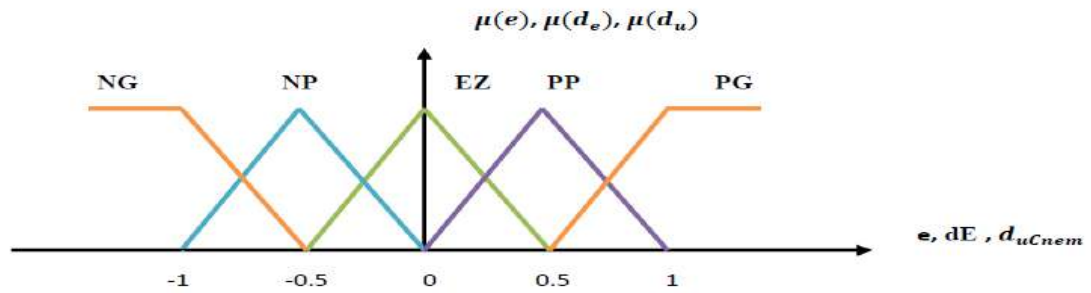


Figure. (IV.6) : Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

IV.8.3. Méthode d'inférence :

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

Le nombre des ensembles flous pour e et De est cinq donc il nous faut $5 \times 5 = 25$ règles d'inférence, sachant qu'il n'existe pas une loi bien déterminée pour la détermination de la décision de chaque règle. L'expérience humaine, dans ce cas joue un rôle très important. Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence donnée par le tableau(IV.1).

Tableau (IV.1) : Matrice d'inférence des règles floues.

		e				
		NG	NP	EZ	PP	PG
de	NG	NG	NG	NP	NP	EZ
	NP	NG	NP	NP	EZ	PP
	EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
	PP	NP	EZ	PP	PP	PG
	PG	EZ	PP	PP	PG	PG

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

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

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

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

IV.8.4. Mécanisme d'inférence :

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

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

IV.8.5. Défuzzification :

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

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

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

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

Ou :

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

IV.8.6. Loi de commande pour d'un contrôleur PI-flou de vitesse :

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

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

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

Avec:

C_{em} : Couple électromagnétique.

IV.9. Réglage de vitesse de la MASDS par un contrôleur flou :

Les performances du régulateur flou présenté précédemment sont étudiées et évaluées à travers une application sur la machine asynchrone à double stator pour commander sa vitesse. Le schéma bloc de cette simulation est représenté par la figure (IV.7). Sauf que le régulateur PI classique est remplacé par un régulateur flou.

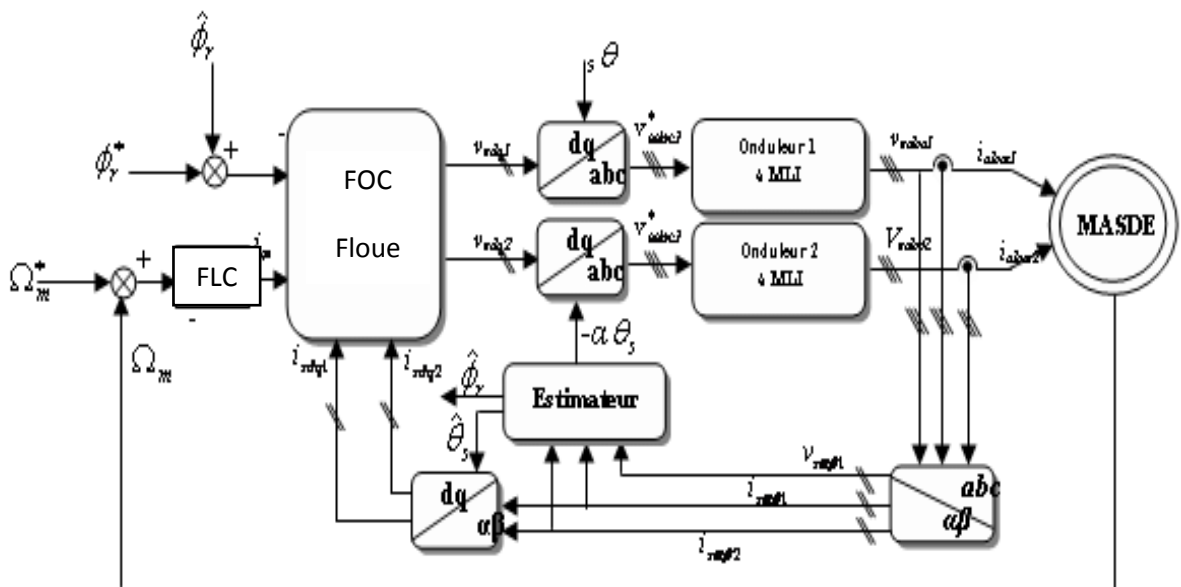


Figure. (IV.7) : Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double stator et à flux rotorique orienté.

IV.10. Simulation et interprétation des résultats :

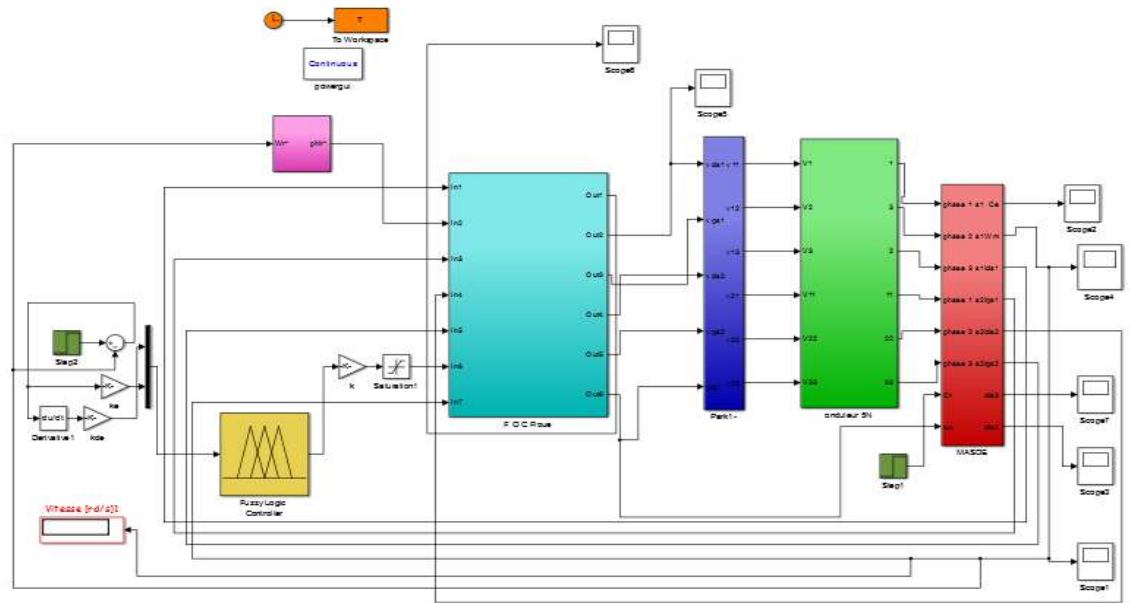
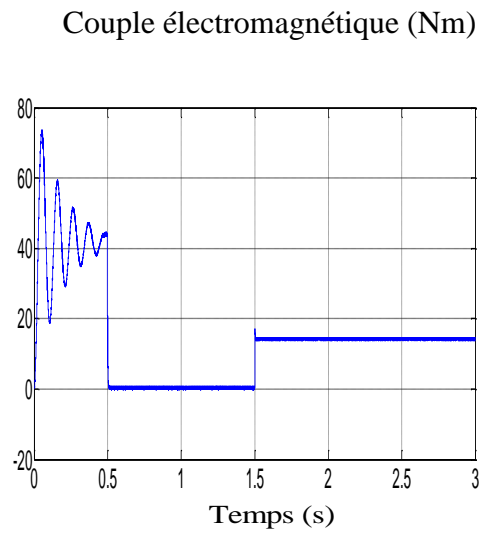
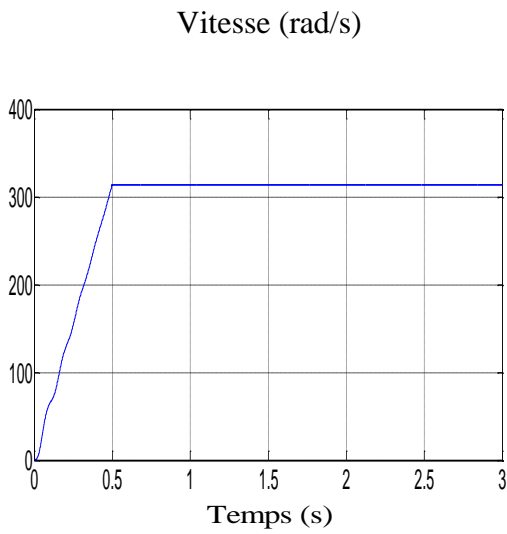


Figure. (IV.8) : Schéma de simulation de la commande d'une MASDS par régulateur floue.



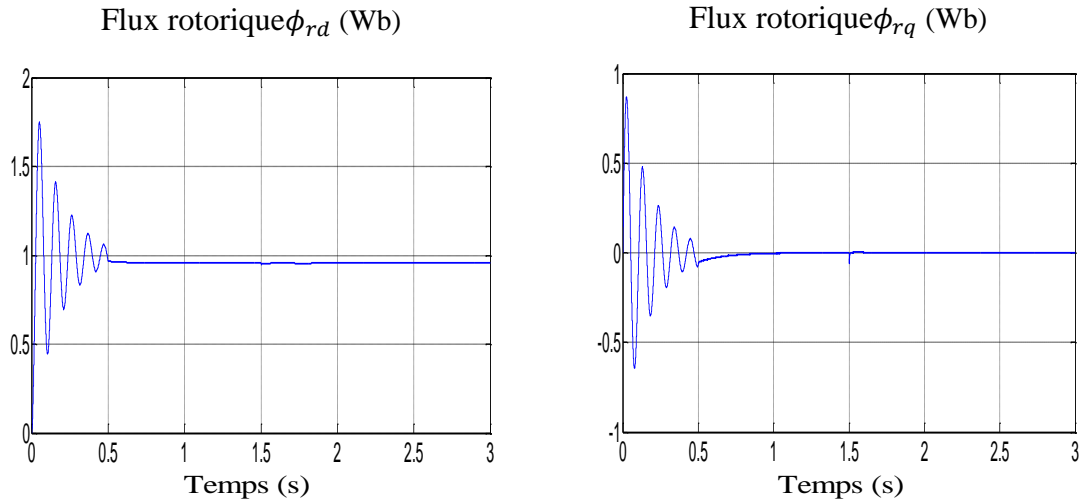


Figure. (IV.9) : Résultats de simulation à base de régulateur floue de la MASDS en fonctionnement à vide suivi par une variation de charge.

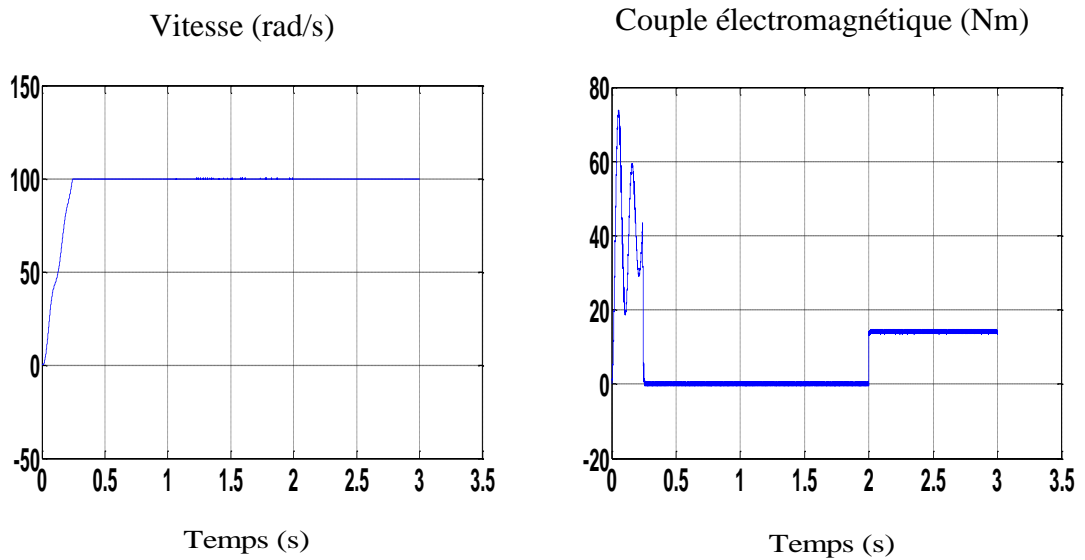


Figure. (IV.10) : Résultats de simulation à base de régulateur floue de la MASDS en fonctionnement en charge suivi par une variation de vitesse.

On constate que :

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

IV.11. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté une nouvelle technique de commande qui est la logique floue, nous avons vu aussi les notions de base de cette technique.

L'utilisation de la commande par logique floue c'est pour améliorer la commande par la méthode classique.

Pour réglage de la vitesse de la MASDS, les résultats de simulation obtenu nous montrent l'efficacité de la logique floue de rétablir et de stabilisé la vitesse.

On peut dire que la logique floue possède l'avantage d'assurer une bonne performance de la MASDS plus que la commande par la méthode classique.

IV.12. Etude Comparative entre la commande vectorielle et la commande par logique floue :

IV.12.1. Introduction : Ce titre est consacré à une étude comparative de deux types de commande appliqué à la machine asynchrone à double stator pour commander sa vitesse et Pour maintenir la vitesse de rotation constant indépendamment de la charge appliqué.

Cette comparaison est faite dans les même conditions de fonctionnement (références, charges, ...) et dans la même configuration de simulation numérique (pas d'échantillonnage, durée de la simulation, ...).

Elle est basée sur l'observation des résultats de simulations obtenus par l'application des différentes techniques de commandes développées sur la machine asynchrone double stator.

IV.12.2. Résultats de simulations des vitesses interprétation des résultats :

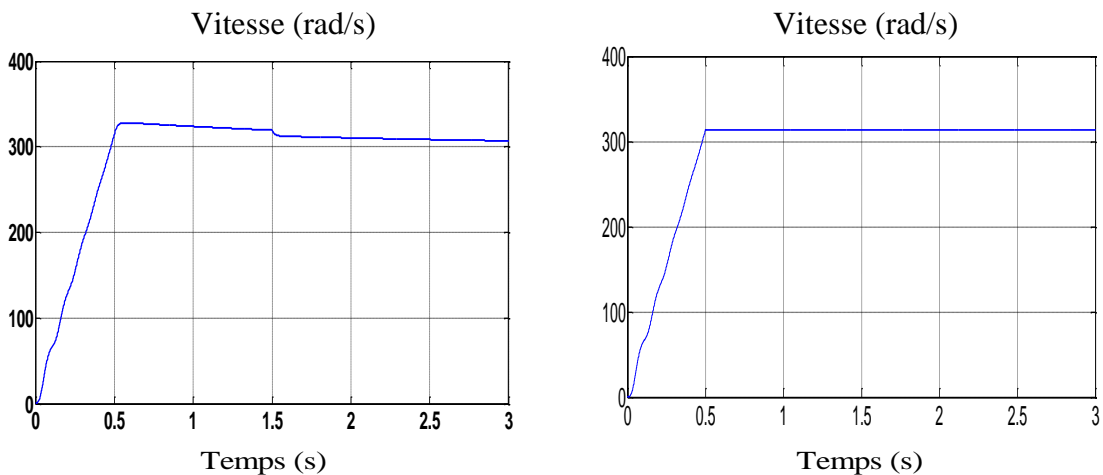


Figure. (IV.11) : Résultats de simulation de la vitesse de la commande vectorielle et régulateur floue de la MASDS.

On remarque les mêmes performances au démarrage, la vitesse augmente à la valeur 310 rad/s vitesse nominale.

Après un régime transitoire d'environ 0.6s. à l'instant de l'application de la charge $t=1.5s$. La vitesse de rotation de la commande vectorielle chute à la valeur 305 rad/s puis se stabilise. Par contre la vitesse lors de l'application la logique floue reste constante à sa grandeur de référence 310 rad/s.

IV.12.3. Résultats de simulations des couples électromagnétiques et interprétation des résultats:

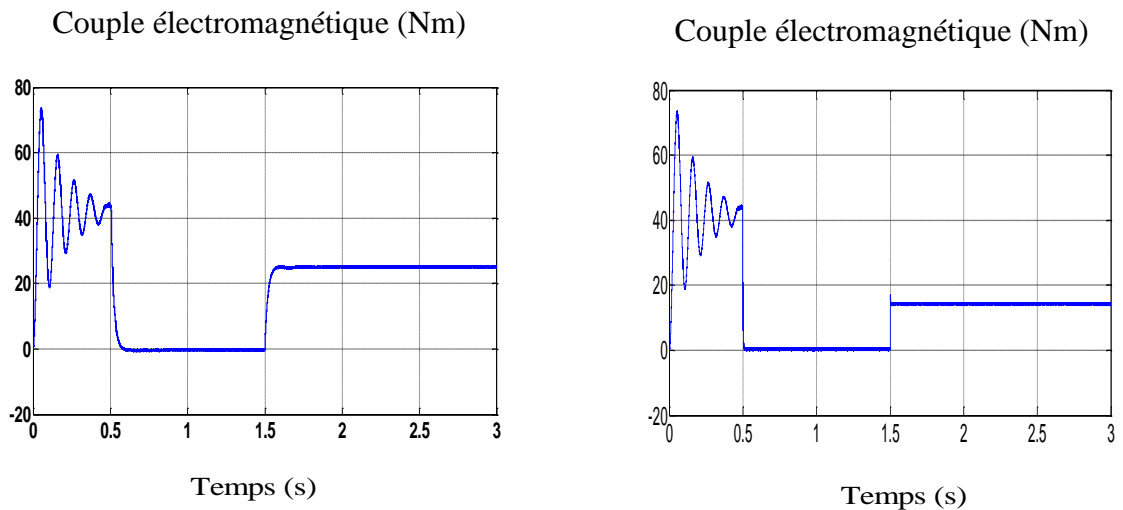


Figure. (IV.12) : Résultats de simulation de couple électromagnétique de la commande vectorielle et régulateur floue de la MASDS.

Le couple électromagnétique aussi le même performance au début, présente un pic et des oscillations. Ensuite va se diminuer à la même valeur 0 Nm dans les deux commandes mais Lors de fonctionnement de la machine en charge à l'instant $t=1.5s$ on a vu que le couple dans la commande vectorielle augmente jusqu'à la valeur 22 Nm Puis se stabiliser à la régime établir par contre le couple lors de l'application logique floue on remarque un réduction à la valeur 18 Nm Avant de la régime établir.

IV.12.4. La comparaison:

Les résultats obtenus dans cette étude par simulation numérique de la machine asynchrone double stator par régulateur floue, nous permettent d'effectuer une comparaison entre les deux types de commandes.

Cette étape constitue une aide importante pour le choix du type de commande selon le cahier de charge de l'application envisagée. On ne peut à priori affirmer que telle ou telle méthode est adéquate pour la régulation de la vitesse avec les différents contrôles des grandeurs électriques qui accompagnent cette régulation.

généralement, La grande différence de régulation par les algorithmes de réglage classiques tels que les régulateurs PI et régulation par l'intelligence artificielle tels que logique floue, c'est la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations.

La comparaison des résultats se réunissent dans les notes suivantes :

- La commande par régulateur logique floue à une meilleure réponse dynamique et statique par rapport à la commande vectorielle de la Machine asynchrone double stator,
- Réduction du couple grâce à un meilleur contrôle des transitoires la logique floue
- La rapidité d'établissement de la vitesse par rapport à commande vectorielle
- La commande par logique floue est plus robuste vis à vis des variations rapides des consignes que La commande vectorielle de La MASDS
- La commande par logique floue est plus insensible vis à vis des variations des paramètres du machine.
- La logique floue est largement populaire dans le contrôle des systèmes puisqu'elle offre des performances nettement supérieures aux méthodes classiques de commandes.

Finalement, cela reste initialement à l'application envisagée moyennons le critère Technico-économique. Le but attendu est d'évaluer la méthode qui répond mieux aux exigences.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire nous avons présenté un développement de la commande vectorielle qui basé sur la commande par les régulateur classique qui sont souvent limitées pour cela on a remplacé par des régulateur flous comme un utile d'amélioration, pour l'objective de trouver des solutions pour le problème de réglage et de commande de la vitesse ces problèmes liés à la méthode classique.

Cela nous conduit à étude deux approches de commande l'un basé sur les méthodes classiques de réglage tel que la commande vectorielle et l'autre sur l'intelligence artificielle telle que la logique floue, ces dernières ils ont été appliqués à la machine asynchrone double stator.

Dans le première chapitre nous avons étudié le modèle de la MASDS connecté directement avec un réseau triphasé et dans le deuxième chapitre nous avons présenté la MASDS avec deux onduleur de tension triphasé contrôlé par la technique MLI, les résultats de simulation ont été présenté et commandé.

Nous avons donné dans le troisième chapitre le principe de base de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique cette commande permet d'assuré le contrôle de flux et de couple indépendamment pour but commander la MASDS, les résultat de simulation on a montré, limité de cette commande à rétablir le performance de vitesse, c'est pour ça on a la remplacé dans le quatrième chapitre par un nouvelle technique de commande par logique floue où nous avons présenté cette technique, le résultat de simulation on a montré une haute commande de la vitesse et la rapidité d'établissement aussi la stabilité.

Enfin, on peut dire que la commande par logique floue est une technique efficace pour l'amélioration de la performance des systèmes de commande classique.

A. Paramètres du moteur asynchrone double étoile utilisé :

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

B. Paramètres du régulateur IP classique utilisé :

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

C. Paramètres du régulateur flou utilisé :

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

Photos du prototype de la machine asynchrone à double stator.



Bibliographiques

- [1] K. DAHMANE, Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Alimentée par Convertisseurs Matriciels, mémoire de magister de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, novembre 2004.
- [2] 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.
- [3] E.Merabet ; A.Belayali, Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator, Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2005.
- [4] H.Amimeur, " Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, ", Mémoire De Magister en Electrotechnique, de l'université de Batna 2008.
- [5] Y.ELBIA, Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté, mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, juin 2009.
- [6] F.Benikhlef, "Apport de la logique floue et des algorithmes génétiques à l'optimisation de la commande IFOC d'un moteur asynchrone triphasé", Mémoire de Master ; Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen , 2013.
- [7] M.C.MADAOU, Commande floue et neuro-floue d'un convertisseur direct AC/AC monophasé à structure minimale. Application à l'alimentation d'une machine asynchrone monophasée, mémoire de magister de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, février 2007.
- [8] P.P.Bonissone, «"Fuzzy logic and soft computing technology development and applications", Livre , 1997.
- [9] Dr. Bekakra Youcef. "Cours Techniques de Commande". Université Echahid Hamma Lakhdar–El Oued.
- [10] 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.
- [11] G.Victor-Hugo, " Modélisation et commande floues de type Takagi-Sugeno appliquées à un bioprocédé de traitement des eaux usées",Thèse de doctorat, l'Université Paul Sabatier Toulouse ,2007.
- [12] H.Merabti. "Etude des systèmes flous à intervalle",Mémoire de Master, Université Mentouri de Constantine, 2008.
- [13] O. Mohamed M. Limam. "Commande par réseaux d'ondelette-floue", Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah–Ouargla, 2014.
- [14] S.Doudou, "Contribution à la commande moderne des systèmes non linéaires multivariables non affines". Mémoire de Master, Université de Setif , 2013.
- [15] Talbi Nesrine. "Conception des Systèmes d'Inférence Floue par des Approches Hybrides : Application pour la Commande et la Modélisation des Systèmes Non linéaires". Mémoire de Master, Université Setif, 2014.
- [16] N.Cherrat," Méthodes de Commande non Linéaires Appliquées au Système Hydraulique CE105 à Réservoirs Couplés et au Bras Manipulateur", Mémoire de Master, Université de M'sila , 2013.

- [17] M.ŚELECHOWSKI, Space Vector Modulated_ Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter_ Fed Induction Motor Drive, Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland, 2005.
- [18] L.Baghli," Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques",Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré Nancy-I ,1999.
- [19] Y. Laggoun, H. Limane, " Commande d'une machine asynchrone double étoile par logique floue", Mémoire de Master, Université de Kasdi Merbah Ouargla ,2017.
- [20] Lekhchine, S., Bahi, T., Soufi, Y. (2014). Indirect rotor field oriented control based on fuzzy logic controlled double star induction machine. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 57, 206-211.
- [21] B.Larafi, A.Rachid, A. Kessal, E.Merabet (2018). Control Neuro-Fuzzy of a Dual Star Induction Machine (DSIM) supplied by Five-Level Inverter. *Journal of Power Technologies*, 98(1), 70-79.
- [22] A.E.ZORIG; A.H.BELOUADAH, Commande en vitesse par Mode de Glissement d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent, mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2006.