



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



N° Série :.....

# Mémoire de fin d'étude

*Pour l'obtention du diplôme de Master*

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

**BOUKHADRA Aymen**

&

**HACHANI Ayad mounsiif**

## THEME

**APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE TYPE 2  
ET ADAPTATIVE À LA COMMANDE DE LA MADA**

*Soutenu le : 29/06/2022 devant la commission d'examen composée de :*

*Mr. BOUTABBA Tarek                      MCA                      à L'Université Abbes Laghrour de Khenchela                      Président*

*Mr. CHAIBA Azeddine                      Professeur                      à L'Université Abbes Laghrour de Khenchela                      Encadreur*

*Mr. REZZAK Daoud                      MCB                      à L'Université Abbes Laghrour de Khenchela                      Examineur*

*Promotion 2021/2022*

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ  
الْحَمْدُ لِلَّهِ الَّذِي  
خَلَقَ السَّمَوَاتِ وَالْأَرْضَ  
وَالَّذِي يُضَوِّبُ الْمَوْتَى  
إِنَّ رَبَّهُ لَسَدِيدٌ  
إِلَىٰ عَرْشِهِ الرَّحِيمُ  
الَّذِي يُخْرِجُ الْمَوْتَى  
وَيُدْخِلُهُمْ فِي الْأَرْوَاحِ  
الْحَمْدُ لِلَّهِ الَّذِي  
خَلَقَ السَّمَوَاتِ وَالْأَرْضَ  
وَالَّذِي يُضَوِّبُ الْمَوْتَى  
إِنَّ رَبَّهُ لَسَدِيدٌ  
إِلَىٰ عَرْشِهِ الرَّحِيمُ  
الَّذِي يُخْرِجُ الْمَوْتَى  
وَيُدْخِلُهُمْ فِي الْأَرْوَاحِ

## **Remerciements**

*Avant tout nous tenons à remercier Dieu tout  
puissant qui nous a*

*donné la faculté d'atteindre ce niveau.*

*Nos vifs remerciements s'adressent à notre  
aimable encadreur*

*CHAIBA Azeddine Professeur à l'Université Abbes  
LAGHROUR*

*Khenchela qui, par son expérience et son  
efficacité nous a ménagé*

*aucun effort pour mener à bien ce travail.*

*Nos remerciements s'adressent également à tous  
les enseignants et*

*camarades du département de génie industriel qui  
ont assisté notre formation.*

## Dédicace

Je tiens à dédier ce mémoire :

A ma très chère Mère et à mon cher Père, en témoignage  
et en gratitude de leurs  
dévouement, de leurs soutien permanent durant  
toutes mes années d'études, leurs sacrifices illimités,  
leurs réconfort moral, eux qui ont consenti tant d'effort  
pour mon éducation, mon instruction et pour me voir  
réussir, pour tout cela et pour ce qui ne peut être dit, mes  
affectations sans limite.

A mes Chers Frères raouf et oussama et . A toute ma  
famille. A tous mes chers amis sans  
Exception pour tous les moments de joies  
et de peines qu'on a passés ensemble.

**AYMEN**

## Dédicace

A mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études,

A mes chers frères, ....., pour leur appui et leur encouragement,

A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire,

Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués, et le fruit de votre soutien infailible,

Merci d'être toujours là pour moi.

*Ayad*

# **Sommaire**

**Introduction générale : .....1**

## **Chapitre I Modélisation et commande vectorielle de la MADA**

**I.1\_Introduction.....5**

**I.2.Généralité sur la machine asynchrone à double alimentation.....5**

**I.2.Généralité sur la machine asynchrone à double alimentation.....5**

**I.3.Constitution de la machine asynchrone.....5**

**I.3.1. Le stator.....5**

**I.3.2. Le rotor.....5**

**I.4.Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....6**

**I.5.Modes de fonctionnement de la MADA.....7**

**I.6. Domaines d’application de la MADA.....8**

**I.7. Avantages et les inconvénients d'une MADA.....9**

**I.7. 1. Avantages Parmi ses nombreux avantages.....9**

**I.7. 2. Inconvénients.....9**

**I.8.Modélisation de la MADA .....10**

**I.8.1.Hypothèses et conventions.....10**

**I.8.2.Équations électriques de la machine asynchrone à double alimentation.....10**

**I.9.Application de transformation de Park à la MADA.....13**

**I.10.Définition des différents référentiels.....15**

**I.10.1.Référentiel fixe par rapport au stator.....15**

**I.10.2.Référentiel fixe par rapport au rotor.....16**

**I.10.3 .Référentiel fixe par rapport au champ tournant.....16**

**I.11.Modèle de la MADA sous forme d’équation d’état.....16**

<b>I.12. Modélisation de l'alimentation de La MADA.....</b>	<b>18</b>
<b>12I.1 .Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes.....</b>	<b>19</b>
<b>12.2 Modélisation du filtre.....</b>	<b>20</b>
<b>12.3 Modélisation de l'onduleur.....</b>	<b>20</b>
<b>12.4 Commande de l'onduleur.....</b>	<b>21</b>

## **Chapitre II Commande de la MADA par logique floue type-2**

<b>I.I.1 Généralité sur la commande vectorielle.....</b>	<b>22</b>
<b>I.I.2 les variantes de la commande vectorielle.....</b>	<b>22</b>
<b>I.I.3principe de la commande vectorielle.....</b>	<b>23</b>
<b>I.I.4Types de la commande vectorielle.....</b>	<b>23</b>
<b>I.I.5Commande vectorielle direct.....</b>	<b>23</b>
<b>I.I.6Commande vectorielle indirect.....</b>	<b>25</b>
<b>I.I.7 procède d'orientation du flux.....</b>	<b>25</b>
<b>I.I.8schéma de bloc.....</b>	<b>25</b>
<b>I.I.9 commande vectorielle de la MADA par orientation de flux statorique .....</b>	<b>26</b>
<b>I.I.10 Structure de la commande vectorielle indirect de la MADA.....</b>	<b>28</b>
<b>I.I.10.1. Commande en boucle ouverte.....</b>	<b>28</b>
<b>I.I.10.2.Commande en boucle fermée.....</b>	<b>29</b>
<b>I.I.11.bloc de defluxage .....</b>	<b>30</b>
<b>I.I.11.1. principe de compensation par découplage.....</b>	<b>31</b>
<b>I.I.12 Calcul des régulateurs .....</b>	<b>33</b>
<b>I.I.13.Régulateurs des courants statoriques.....</b>	<b>33</b>
<b>I.I.14. Régulateurs des courants rotoriques.....</b>	<b>34</b>

I.I.15. Régulation de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation.....	35
I.I.16. Synthèse du correcteur PI de vitesse .....	43
I.I.17 .Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MADA.....	36
I.I.18 Démarrage à vide.....	36
I.I.18.conclusion : .....	40

### **Chapitre III Commande adaptative à modèle de référence de la MADA**

II.1.introduction .....	42
II.2.Généralités sur la logique floue type 2 .....	43
II.3. Représentation d'une ensemble floue type 2.....	43
II.3.1 Types d'ensembles flous type-2.....	45
II.3.3.1Ensemble flou type-2 gaussien.....	45
II.3.3.2 Ensemble flou type-2 triangulaire.....	45
II.3.3.3 Ensemble flou type-2 intervalle:.....	45
II.3.4 structure d'un système floue type 2.....	46
II.3.4.1 fuzzification.....	47
II.3.4.2 base de règle.....	47
II.3.4.3 inférence.....	48
II.3.4.3.1 Théorème .....	48
II.3.4.3.2 Réduction de type.....	49
II.3.4.4 défuzzification.....	50
II.3.5.1. Introduction d'un couple de charge.....	52
II.3.5.2. Changement de consigne et inversion du sens de rotation	
II.5. Conclusion.....	58
III.1.Introduction.....	57
III.2.La commande adaptative par modèle de référence ou MRAC.....	57

III.3.Principe du mécanisme d'adaptation .....	58
III.4.Description de la commande floue adaptative à modèle de référence.....	59
III.4.1.Modèle de la machine.....	59
III.5.Analyse de la stabilité.....	59
III.6 Application de la commande adaptative à modèle référence à la MADA.....	61
III.6.1Introduction d'un couple de harge .....	63
III.6.2 Changement de consigne et inversion du sens de rotation .....	65
III.7.1 Test de robustesse.....	66
III.7.2 Variation de l'inductance rotorique $L_r$ .....	66
III.8.Conclusion.....	67
Conclusion générale.....	69
Référence bibliographie .....	72
Annexes.....	74
Résumé .....	75

# Table des figures

Figure. I-1: Représentation électrique de la machine asynchrone.....	6
Figure. I -2: les quatre modes de fonctionnement de la MADA.....	7
Figure. I-3 : Inductances du stator et inductances du rotor.....	12
Figure I-4 : Repère statorique et rotorique et repère de Park.....	13
Figure I-5: Système d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation [15].....	19
Figure. I-6: Représentation de la redresseuse triphasée double alternance.....	19
Figure I-7: Représentation du filtre passe-bas.....	20
Figure I-8: Schéma simplifié de l'onduleur à MLI sinus – triangle.....	22
Figure I-9. Modelé d'un machine asynchrone a double alimentation.....	21
Figure I-10 : Analogie entre MCC à excitation séparée et MAD .....	23
Figure I-11 : Diagramme vectoriel pour la commande vectorielle directe .....	24
Figure I-12 : Caractéristique de flux statorique-dq.....	24
Figure I-13 : Schéma fonctionnel du modèle linéaire équivalent de la CVDOF .....	25
Figure I-14. Orientation du flux statorique .....	26
Figure I-15: Schéma de régulation d'un courant.....	28
Figure I-16 : Schéma bloc de la commande indirecte en boucle ouvert .....	29
Figure I-17 : Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée.....	24
Figure I-18 : bloc dedéfluxage .....	24
Figure(I.19): Régulation des courants statorique et rotorique de l'axe d .....	32
Figure(I.20): Régulation des courants statorique et rotorique de l'axe q .....	32
Figure(I.21): Le schéma de principe de la commande vectorielle indirecte de la MADA	33

<b>Figure(I.22) : Schéma bloc de régulation des courants statoriques .....</b>	<b>34</b>
<b>Figure(I.23) : Schéma bloc de régulation des courants rotoriques .....</b>	<b>35</b>
<b>Figure(I.24) : (a,b,c,d) Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA avec introduction d'uncouple de charge ( N=25 n.m à t=1s.....</b>	<b>38</b>
<b>Figure II.1 Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 gaussien.....</b>	<b>45</b>
<b>Figure II.2 Fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2.....</b>	<b>47</b>
<b>Figure II. 3 Structure d'un système flou type-2.....</b>	<b>52</b>
<b>Figure II.4:Opérations d'entrée d'un système flou type-2 avec fuzzification type singleton.....</b>	<b>48</b>
<b>Figure II.5. Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par régulateur flou.....</b>	<b>52</b>
<b>Figure II.6. Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un régulateur flou chargée par un couple de 25 N.m à t=1 s.....</b>	<b>53</b>
<b>Figure II.7.. Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un régulateur flou pour différentes consignes de vitesse.....</b>	<b>54</b>
<b>Figure III. 1: Schéma de principe de la commande MRAC.....</b>	<b>58</b>
<b>FigureIII.2: Schéma bloc de la commande adaptative pour MADA .....</b>	<b>61</b>
<b>Figure.III.1.Résultats de simulation d'Influence de la variation de l'inductance rotorique Lr de - 10%.....</b>	<b>67</b>

# **Introduction générale**

Grâce à l'évolution technologique récente dans l'électronique de puissance, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de technique de réglages de plus en plus performants, dans les applications industrielles, on trouve souvent le moteur asynchrone le plus utilisé dans ce domaine.

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation (MADA); est très utilisé aussi dans les applications industrielles pour sa grande robustesse électromécanique et son faible coût, requiert des structures de contrôles spécifiques et complexes, qui sont utilisées dans des systèmes d'entraînement à vitesse variable.

Mais malgré tous les avantages cités, la commande des machines asynchrones à double alimentation pose de problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps .[1]

Afin d'obtenir une machine asynchrone à double alimentation dont les performances sont semblables à la machine à courant continu il est nécessaire d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'apparition de la technique de commande vectorielle, ou la commande par orientation du flux. Cette technique est proposée en 1973 par Blaschke et Hasse. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit).

En outre, il existe plusieurs autres techniques ; On cite à titre d'exemple la commande adaptative, la commande floue, la commande par mode de glissement...etc, Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances.

Afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques .Les techniques de commande classique de type PID couvrent une large gamme dans les applications industrielles qui utilisent la commande linéaire et assure la simplicité, la facilité de la synthèse. Avec le temps ces techniques deviennent inefficaces lorsque le processus à commander a une structure complexe ou non-linéaire , en plus ces techniques exigent la connaissance des différents paramètres du modèle de la machine. [2].

Les techniques d'intelligence artificielle ont apparues ces dernières années et occupent une large place dans les domaines de recherche modernes. Elle est basée sur l'utilisation de l'intelligence artificielle qui permet de reproduire le raisonnement humain. La logique floue est l'une des branches importantes de l'intelligence artificielle. Les bases théoriques de cette logique ont été établies en 1965 par le Professeur Lotfi Zadeh à l'Université de Berkeley en Californie, qui introduit la notion de l'ensemble flou. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage[2].

La logique floue classique appelée aujourd'hui logique floue type-1 a été généralisée vers une nouvelle logique floue appelée logique floue type-2. Ces dernières années, Mendel et ses collègues ont beaucoup travaillé sur cette nouvelle logique [4] ils ont bâti son fondement théorique, et ils ont démontré son efficacité et sa supériorité par rapport à la logique floue type-1. La logique floue type-2 est très efficace dans les circonstances où il est très difficile de déterminer des fonctions d'appartenance exactes pour un système flou, par conséquent, cette nouvelle logique va nous permettre d'incorporer des incertitudes dans les règles, ce qui va agir positivement sur la sortie du système.[3]

Le contexte de notre mémoire est d'appliquer aussi une autre technique non linéaire à la machine asynchrone double alimentée MADA, c'est la commande adaptative à modèle de référence (MRAC).

Notre travail est organisé en trois chapitres comme suit : Le premier chapitre présente un aperçu théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant sa structure, son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de commande, ainsi que ses inconvénients, ses avantages et ces domaines d'application. Par la suite une modélisation de la MADA et son système d'alimentation sera présenté ; nous présentons la commande vectorielle appliquée à la MADA et nous abordons une méthode d'orientation du flux statorique, ceci nous permet d'obtenir un modèle de la MADA analogue à celui de la machine à courant continu.

Le deuxième chapitre présente une nouvelle logique floue appelée logique floue type-2 où nous présentons toutes les notions et les définitions nécessaires pour comprendre cette théorie ainsi l'application au réglage de la vitesse de MADA.

Les résultats de simulation obtenus par ce régulateur flou seront comparés à ceux obtenus par le régulateur PI classique. .[4]

Le troisième chapitre sera consacré à la commande adaptative de la machine asynchrone double alimentée

## Introduction générale

---

Notre travail sera clôturé par une conclusion générale ; qui résume les résultats obtenus et expose quelques perspectives de recherche futures.

# **Chapitre I**

## **Modélisation et commande vectorielle de la MADA**

### **I.1. Introduction :**

La machine à double alimentation (MADA) porte un caractère qui lui permet d'occuper un large domaine d'application, soit dans les entraînements à vitesse variable (fonctionnement moteur), soit dans les entraînements à vitesse variable et à fréquence constante (fonctionnement générateur). Dans ce chapitre nous avons présenté une étude générale sur la MADA, son principe de fonctionnement et modes de fonctionnement et différentes stratégies de l'alimentation, et de évaluer les avantages et les inconvénients de cette machine, ainsi que les différents domaines d'application.

### **I.2. Généralité sur la machine asynchrone à double alimentation**

Le moteur à synchronisme, ou moteur à induction, est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire, leur stator est relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse de synchronisme; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante.[1] Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

### **I.3. Constitution de la machine asynchrone**

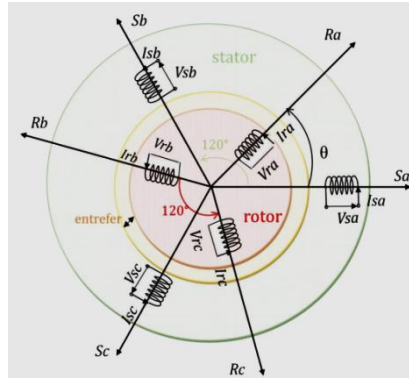
Le moteur asynchrone représentée ci-dessous (voir la Figure-I-1) est constituée par :

#### **I.3.1. Le stator:**

Le stator d'un moteur asynchrone est identique à celle d'un moteur synchronisme (MS), 3 enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de  $2\pi/3$  qui sont alimentés par un système de tensions équilibrées.

#### **I.3.2. Le rotor:**

Le rotor du moteur supporte un bobinage semblable à celle du stator du MS, bobinage triphasé décalés de  $2\pi/3$  à même nombre de pôles que celle du stator du MS. Ces 3 bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux-mêmes. Ce type de rotor est dit bobiné mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité [2] .



**Figure. I-1:** Représentation électrique de la machine asynchrone

#### I.4.Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

La machine asynchrone triphasée est formée généralement d'un stator portant un bobinage triphasé à  $2p$  pôles réunis à la source fournissant les tensions de fréquence  $f$ , et d'un rotor polyphasé de même nombre de pôles dont les enroulements sont mis en court –circuit sur eux mêmes. Cette machine est caractérisée par le fait que son rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ tournant dans l'entrefer. L'application adéquate d'une tension de pulsation  $\omega_s$  aux enroulements statoriques d'une machine asynchrone MAS, crée un champ magnétique statoriques tournant à la vitesse synchrone  $N_s$ [3].

$$N_s = 60 \frac{f}{p} \dots\dots( I-1)$$

Ou

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} = \frac{2\pi}{p} f \dots\dots( I-2)$$

Ce flux balayant le bobinage rotoriques y induit des F.E.M et des courants puisque le rotor est en court –circuit ; l'action du flux sur ces courants qu'il à lui même induits crée un couple. Ce couple fait tourner le rotor dans le même sens que le flux, La vitesse  $N$  est inférieur de la vitesse du synchronisme.

Ou  $N$  est donnée par:

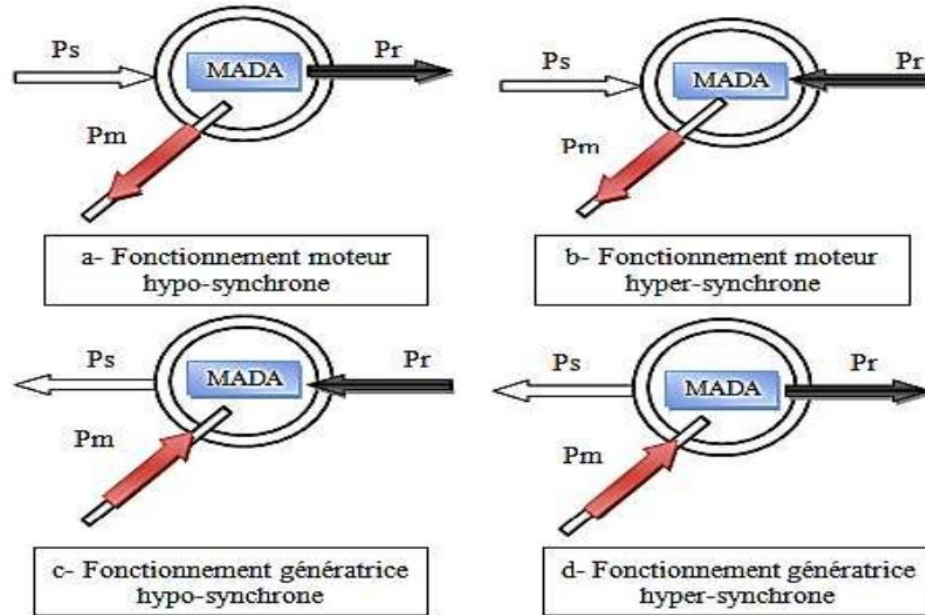
$$N = N_s(1 - g) \dots\dots( I-3)$$

Et :

$$\Omega = \Omega_s(1 - g) \dots\dots( I-4)$$

### I.5. Modes de fonctionnement de la MADA

La MADA permet de fonctionner en moteur ou en génératrice, Cependant la commande des tensions rétorques permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper-synchronisme ou en hypo synchronisme aussi bien en mode moteur ou génératrice (**figure I.2**), [4]



**Figure. I -2:** les quatre modes de fonctionnement de la MADA.

#### a) Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone :

- La puissance est fournie par le réseau au stator.
- La puissance de glissement est renvoyée au réseau.
- La vitesse de rotation est inférieure au synchronisme.
- La machine asynchrone à cage peut être fonctionnée ainsi mais la puissance de glissement est Alor dissipée en pertes Joule dans le rotor.

#### b) Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone:

- La puissance fournie par le réseau va au rotor et au stator.
- La vitesse de la machine est au-dessus de la vitesse de synchronisme,

- La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

**c) Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone:**

- La puissance est fournie par le stator au réseau.

- Une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor.

- La vitesse de rotation est en-dessous de la vitesse de synchronisme.

- La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

**d) Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone:**

- La puissance est fournie par le stator au réseau.

- La puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau.

- La vitesse de la machine est au-dessus de la vitesse de synchronisme.

- La machine asynchrone à cage peut fonctionner dans les mêmes conditions mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor

**I.6. Domaines d'application de la MADA :**

La machine asynchrone à double alimentation a été conçue pour fonctionner en moteur sur une grande plage de variation de vitesse comme première application. L'utilisation d'une MADA permet de varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques, ce dispositif sera donc économique quand on place les convertisseurs entre le rotor et le réseau en réduisant leurs tailles d'environ 70%. Pour le fonctionnement de la MADA en génératrice, l'alimentation du circuit rotoriques à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse.[5] Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines asynchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée.

1. Génération des réseaux de bord des navires ou des avions.
2. Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable.
3. Eoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable.

4. Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation du carburant.

## **I.7. Avantages et les inconvénients d'une MADA**

### **I.7. 1. Avantages Parmi ses nombreux avantages:**

- la mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.

- Le partage des fréquences entre le stator et le rotor :

en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement. Une loi de répartition des fréquences est donnée dans. De plus, l'alimentation de la machine par deux onduleurs va nous pennette de travailler autour de l'arrêt à des fréquences relativement élevées évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt. Cette même propriété nous assure un contrôle quasi insensible aux variations résistives de la machine.

- La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.

- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances. Le lecteur pourra se, référer à pour des amples informations. La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale.

### **I.7. 2. Inconvénients**

Difficile de lui en trouver!! Mais tout de même, trois aspects retiendront notre attention:

- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multi Convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix. Pourtant certaines études prétendent le contraire.

- Le marché traditionnel est conquis par la MAS à cage, très étudiée et très connue, la nouveauté peut effrayer.

- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).
- Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, ce dernier est la stabilité notamment en boucle ouverte. En effet, dans le cas de la machine asynchrone conventionnelle celle-ci est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la vitesse par la fréquence du stator.[6]

### **I.8.Modélisation de la MADA :**

La modélisation des machines électriques consiste en création des modèles mathématique qui permettent de prédire le comportement de la machine dans différents régimes de fonctionnement, en prévoyant ainsi les points qui risquent de provoquer des perturbations.

#### **I.8.1.Hypothèses et conventions :**

Nous supposons que la machine est constituée d'un stator et d'un rotor cylindrique et coaxiaux dont les enroulements sont symétriques triphasés et répartis d'une façon uniforme dans les encoches.

1. Nous supposons que l'épaisseur de l'entrefer est uniforme ce qui conduit à une perméance d'entrefer constante.
2. Nous négligeons la saturation du circuit magnétique ainsi que son hystérésis, ce qui -permet de définir des inductances constantes.
3. Nous supposons que l'induction dans l'entrefer est à répartition sinusoïdale.
4. Nous ne tenons compte que des fondamentaux des grandeurs alternatives seulement.
5. Nous ne tenons compte que des pertes joules dans la machine.
6. Nous négligeons les pertes fer

#### **I.8.2.Équations électriques de la machine asynchrone à double alimentation**

Les enroulements illustrés par la figure (I-3) obéissent aux équations électriques qui s'écrivent sous la forme matricielle suivante:

$$[u_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \dots\dots (I-5)$$

$$[u_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + \frac{d[\varphi_{ABC}]}{dt} \dots\dots (I-6)$$

Où :

$R_s$ : Larésistanced'unephase statorique.

$R_r$ : Larésistanced'unephase rotorique.

Les matrices suivantes représentent respectivement :

$[u_{abc}] = [u_a u_b u_c]^T$  : Le vecteur des tensions statoriques

$[i_{abc}] = [i_a i_b i_c]^T$  : Le vecteur des courants statoriques

$[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T$  : Le vecteur des flux statoriques

On définit de même, par changement d'indices, les vecteurs rotoriques

$[u_{ABC}] = [u_A u_B u_C]^T$  : Le vecteur des tensions statoriques

$[i_{ABC}] = [i_A i_B i_C]^T$  : Le vecteur des courants statoriques

$[\varphi_{ABC}] = [\varphi_A \varphi_B \varphi_C]^T$  : Le vecteur des flux statoriques

Les équations des flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques, sont données par les expressions suivantes:

Pour le stator:

$$[\varphi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [L_m][i_{ABC}] \dots\dots (I-7)$$

Pour le rotor :

$$[\varphi_{ABC}] = [L_r][i_{ABC}] + [L_m][i_{abc}] \dots\dots (I-8)$$

Où :  $[L_s]$  est la matrice des inductances statoriques, elle est donnée par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix} \dots\dots (I-9)$$

$[L_r]$  : Est la matrice des inductances rotoriques, elle est donnée par :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix} \dots\dots (I-10)$$

Et  $[L_m]$  est la matrice des inductances mutuelles, entre le stator et le rotor, elle est donnée par :

$$[L_m] = L_{aA} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \dots\dots (I-11)$$

Avec :

$L_{aa}$  = Inductance propre d'une phase statoriques

$L_{ab}$  = Inductance mutuelle entre deux phases statoriques

$L_{AA}$  = Inductance propre d'une phase rotoriques

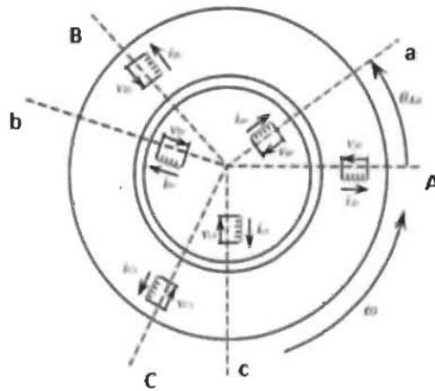
$L_{AB}$  = Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

$L_{aA}$  = Inductance mutuelle maximale entre une phase statoriques et une phase rotoriques

En introduisant les équations et dans les équations et respectivement, on obtient :

$$[u_{abc}] = R_s [i_{abc}] + L_s \frac{d[i_{abc}]}{dt} + \frac{d([L_m][i_{ABC}])}{dt} \dots\dots (I-12)$$

$$[u_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + L_r \frac{d[i_{ABC}]}{dt} + \frac{d([L_m]^T [i_{abc}])}{dt} \dots\dots (I-13)$$



**Figure. I-3 :** Inductances du stator et inductances du rotor

Le modèle réel de la machine asynchrone à double alimentation est composé d'un ensemble d'équations différentielles ordinaires à coefficients variables en fonction de l'angle de rotation  $\theta$  (voir la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor). On utilise la transformation de Park qui permet d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, en transformant les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents.

### I.9. Application de transformation de Park à la MADA

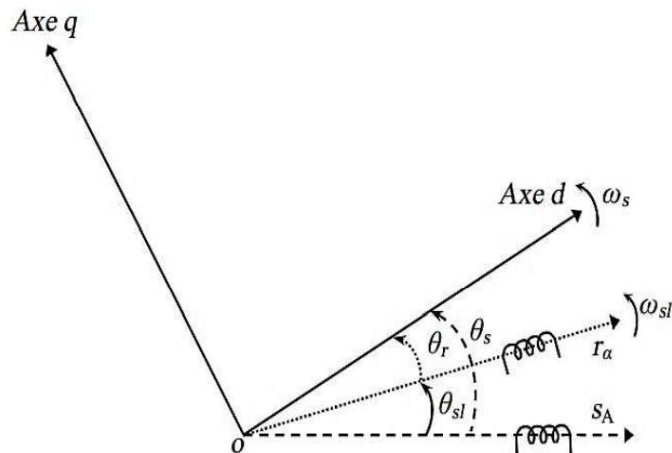
La machine asynchrone est une machine fortement couplée, sa représentation dans le système triphasé est par conséquent particulièrement complexe. Pour mieux représenter le comportement d'une machine asynchrone, il est nécessaire de faire appel à un modèle précis et suffisamment simple. Le modèle diphasé (d, q) donné par la transformation de Park est alors utilisé. Le nouveau modèle est obtenu en multipliant les équations des flux et des tensions par la matrice de Park [7].

Pour réaliser cette transformation on utilise les matrices de Park directe (III.8) et inverse (III.9):

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \dots\dots (I-14)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \dots\dots (I-15)$$

Les grandeurs statoriques et rotoriques sont alors exprimées dans un même repère comme le montre la figure I-4



**Figure .I-4 :** Repère statorique et rotorique et repère de Park.

A partir de cette figure, on peut distinguer :

- L'axe direct (indiced) ;

- L'axe en quadrature (indiceq). Dans le cas de la figure I.4, on ne peut pas distinguer la composante homopolaire (o) car nous considérons que le système est équilibré, dont l'axe peut être choisi orthogonal au plan (od,oq). La projection des grandeurs réelles (a-b-c) sur le repère (d\_q) se fait en utilisant la matrice de Park comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = [P(\theta_y)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \dots\dots( I-16)$$

Et inversement :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta_y)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \dots\dots( I-17)$$

Où :

$y = s$  Ou  $r$  ( $s$ : stator ;  $r$ : rotor)

$X$  : Peut-être tension, courant ou flux. Nous remarquons sur la figure I.4 que  $\theta_s$  et  $\theta_r$  sont liés naturellement à  $\theta_{sr}$  par la relation rigide :

$$\theta_{sr} = \theta_s - \theta_r \dots\dots( I-18)$$

Les vitesses angulaires de rotation sont obtenues telles que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \dots\dots( I-19) \\ \frac{d\theta_{sr}}{dt} = \omega_{sr} \end{array} \right.$$

Avec :

$\omega_s, \omega_r$  et  $\omega_{sr}$  Représentent respectivement: les vitesses de pulsation statorique, rotorique et de glissement de la MADA.

La MADA est représentée par son modèle de Park dont les équations sont établies dans un référentiel lié au champ tournant où les puissances sont conservées par l'utilisation de la transformation de Clarke (a-b-c/ $\alpha$ - $\beta$ /d-q). Les équations de la MADA dans un repère tournant à la vitesse électrique  $\omega_s$  et pour un rotor tournant à la vitesse électrique  $\omega_r$ , sont données comme suit :

Au stator :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} - \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \dots\dots (I-20)$$

Au rotor :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{sq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{sd} \end{cases} \dots\dots (I-21)$$

Le flux magnétique statorique peut s'écrire de la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m I_{rq} \end{cases} \dots\dots (I-22)$$

Le flux magnétique rotorique peut s'écrire de la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m I_{sq} \end{cases} \dots\dots (I-23)$$

Les puissances actives et réactives statoriques et rotoriques s'expriment par :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} R_e \{ \vec{V}_s \cdot \vec{I}_s^* \} = \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) \\ Q_s = \frac{3}{2} I_m \{ \vec{V}_s \cdot \vec{I}_s^* \} = \frac{3}{2} (v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}) \end{cases} \dots\dots (I-24)$$

$$\begin{cases} P_r = \frac{3}{2} R_e \{ \vec{V}_r \cdot \vec{I}_r^* \} = \frac{3}{2} (v_{rd} i_{rd} + v_{rq} i_{rq}) \\ Q_r = \frac{3}{2} I_m \{ \vec{V}_r \cdot \vec{I}_r^* \} = \frac{3}{2} (v_{rq} i_{rd} - v_{rd} i_{rq}) \end{cases} \dots\dots (I-25)$$

Le couple électromagnétique peut être obtenu à l'aide du bilan de puissance ; il existe plusieurs expressions du couple électromagnétique toutes égales :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} (\varphi_{qs} i_{dr} - \varphi_{ds} i_{qr}) \dots\dots (I-26)$$

Avec :  $p$  est le nombre de paires de pôles de la MADA

### I.10. Définition des différents référentiels

Le choix de repère se fait selon l'objectif de l'application, On distingue trois choix les plus importants : [8]

#### I.10.1. Référentiel fixe par rapport au stator:

Ce système d'axes est immobile par rapport au stator. C'est-à-dire:

$$\theta_{obs} = \int_0^t \omega_{obs} \cdot dt = 0 \dots\dots (I-27)$$

Il se traduit par les conditions :  $\begin{cases} U \leftrightarrow \alpha \\ V \leftrightarrow \beta \end{cases}$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs statorique.

### I.10.2. Référentiel fixe par rapport au rotor :

De même façon, ce système d'axe est immobile par rapport au rotor tourne à une vitesse  $\omega$ , c'est – t- dire :

$$\theta_r = 0 \dots \dots (I-28)$$

Il se traduit par les conditions :  $\begin{cases} U \leftrightarrow x \\ V \leftrightarrow y \end{cases}$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs rotoriques.

### I.10.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant:

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique  $\omega_s$  crée les enroulements du stator.

Avec :  $\theta_{obs} = \int_0^t \omega_{obs} . dt = \omega_s . t \dots \dots (I-29)$

Sachant que :  $\theta_r = \int_0^t \omega_r . dt = \omega_r . t = \omega_g . t \dots \dots (I-30)$

D'où :  $\omega_g$  : c'est la vitesse angulaire du glissement.

IL se traduit par les conditions :  $\begin{cases} U \leftrightarrow d \\ V \leftrightarrow q \end{cases}$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable. La conception du contrôle vectoriel nécessite ce choix et le modèle d'action dépend de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux.

### I.11. Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état :

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tensions statoriques et rotoriques. [9] En considérant les courants statoriques et rotoriques comme des vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = A . X + B . U \dots \dots (I-31)$$

Avec :

$X$  : Vecteur d'état.

$A$  : Matrice d'évolution d'état du système.

$B$  : Matrice de la commande.

$U$  : Vecteur du système de commande.

Où:

$$X = [i_{sd} i_{sq} i_{rd} i_{rq}]^T \dots\dots (I-32)$$

$$U = [V_{sd} V_{sq} V_{rd} V_{rq}]^T \dots\dots (I-33)$$

Pour la représentation matricielle:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_s & 0 \\ 0 & M & 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s \cdot M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s \cdot M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \\ & \dots\dots (I-34) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_s & 0 \\ 0 & M & 0 & L_s \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s \cdot M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s \cdot M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \\ & \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_s & 0 \\ 0 & M & 0 & L_s \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \dots\dots (I-35) \end{aligned}$$

On pose :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_s & 0 \\ 0 & M & 0 & L_s \end{bmatrix} \dots\dots (I-36)$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s \cdot M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s \cdot M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix} \dots\dots (I-37)$$

Alors l'équation devinant :

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \dots\dots (I-38)$$

Par analogie, on trouve :

$$A = [L]^{-1} \cdot [Z] \dots\dots (I-39)$$

$$B = [L]^{-1} \dots\dots (I-40)$$

La matrice  $[Z]$  peut être écrite comme suit :

Dans le but de simplifier la réalisation par SIMULINK/MATLAB la matrice  $[Z]$  peut être décomposée de la forme suivante :

$$[Z] = -[Z_1] - \omega[Z_2] + \omega_s \cdot [Z_3] \dots\dots (I-41)$$

Avec :

$$[Z_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad [Z_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

$$[Z_3] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ -L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix} \dots\dots (I-42)$$

### I.12. Modélisation de l'alimentation de La MADA

Pour entraîner en rotation une machine asynchrone, plusieurs méthodes sont utilisables, du branchement direct sur le réseau, aux variateurs de vitesse en passant par les démarreurs. Un variateur de vitesse peut avoir différents objectifs:

- Obtenir des performances importantes dans différentes phases de fonctionnement : tourner à différentes vitesses, suivre des profils dynamiques de vitesse, garder une vitesse constante malgré une variation du couple de charge, etc.
- Augmenter la durée de vie des moteurs à induction en maîtrisant le niveau de courant dans ces enroulements
- Minimiser la consommation d'énergie.

Dans ce travail, on va étudier l'association d'une machine asynchrone à rotor bobiné avec un système d'alimentation à fréquence variable au rotor.

La figure (I.5) présente le schéma de principe de la MADA à vitesse variable.

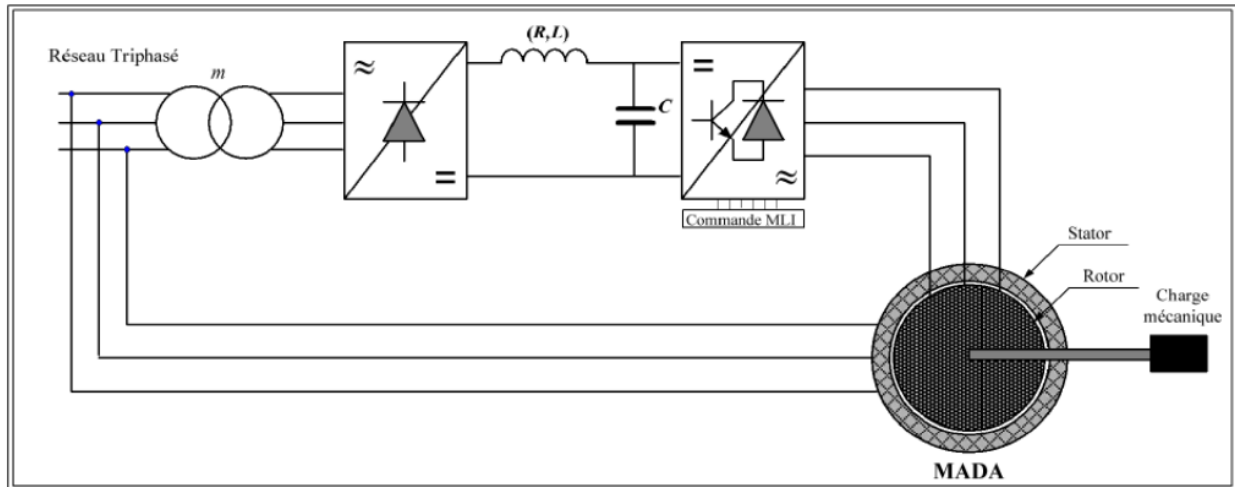


Figure I-5: Système d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation [10]

### 12I.1 .Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes:

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative, [11] il est représenté par la figure (I-6).

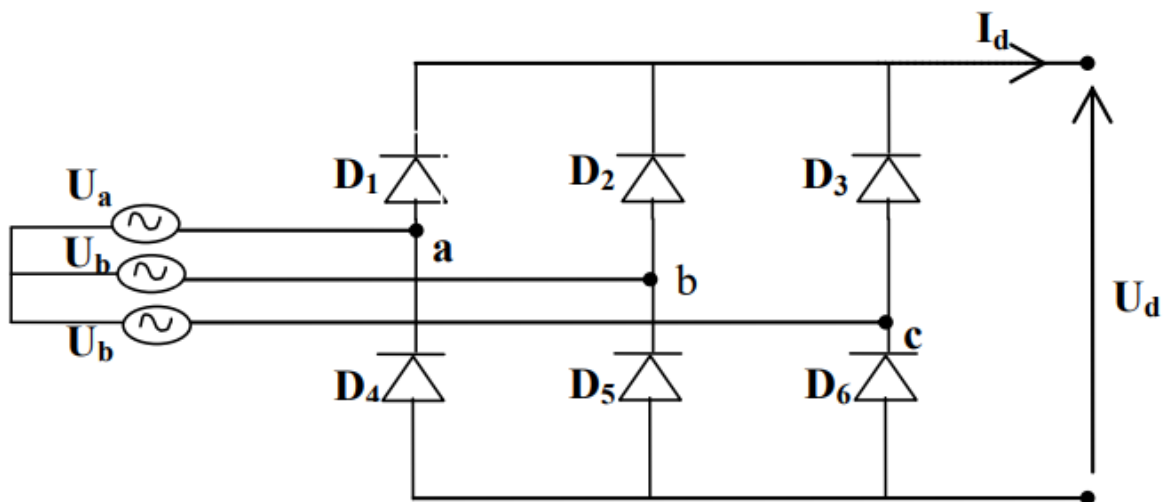


Figure. I-6: Représentation de la redresseuse triphasée double alternance.

Ce redresseur comporte trois diodes ( $D_1, D_2, D_3$ ) à cathode commune assurant l'aller du courant d I et trois diodes ( $D_4, D_5, D_6$ ) à anode commune assurant le retour du courant  $I_d$ . Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

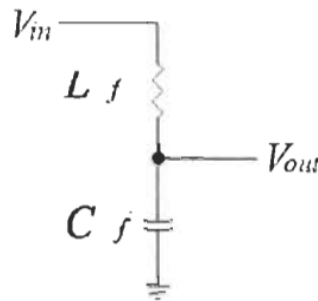
$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \dots\dots\dots (I-43) \\ U_c(t) = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Et si on néglige l'effet d'empiétement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit:

$$U_{rd}(t) = \text{Max}[U_a(t); U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t); U_b(t), U_c(t)] \dots\dots\dots (I-44)$$

**1. 12.2 Modélisation du filtre**

On utilise un filtre passe-bas « Le », pour éliminer les hautes fréquences.[12] Ce filtre est schématisé par la figure 3.7:



**Figure .I-7:**Représentation du filtre passe-bas

**1. 12.3 Modélisation de l'onduleur :**

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative, l'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours ...etc. [13]

Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour la quelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée.

**1. 12.4 Commande de l'onduleur :**

L'onduleur est le plus souvent commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), c'est-à-dire, qu'au lieu de former chaque alternance des tensions de sortie d'un seul créneau

rectangulaire, on la forme d'une succession de créneau de largeurs convenables. Cela permet d'obtenir des tensions ne contenant pas d'harmoniques à basses fréquences. La technique de modulation de largeur d'impulsion retenue dans cette étude est la méthode à MLI triangulo-sinusoidale. Le schéma de cet onduleur est donné dans la figure (I.8)

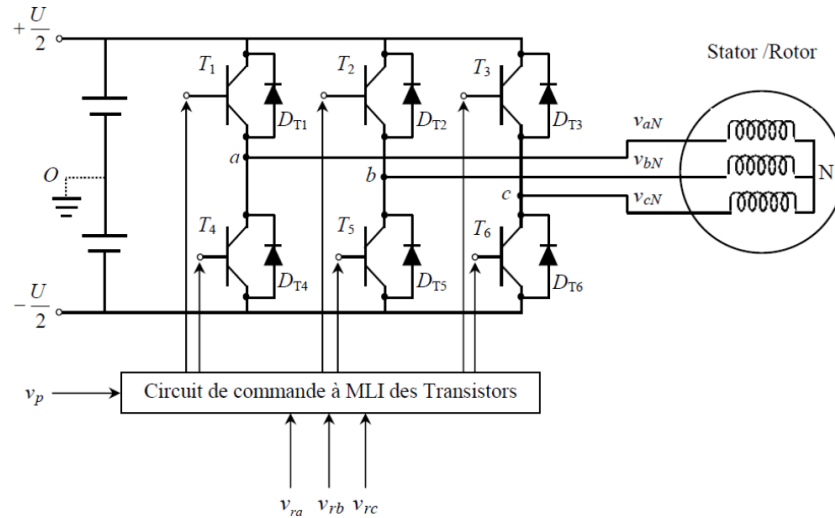


Figure I-8: Schéma simplifié de l'onduleur à MLI sinus – triangle.

1. 12.5. Modelé d'un machine asynchrone a double alimentation

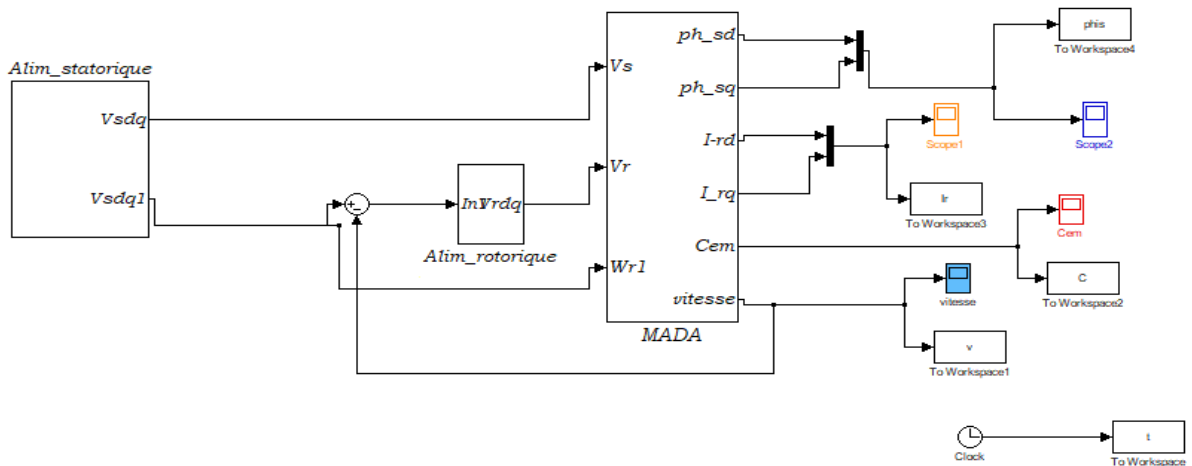


Figure .I-9. Modelé d'un machine asynchrone a double alimentation

### **I.I.1 Généralité sur la commande vectorielle :**

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la vitesse d'une machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une se répercute sur l'autre. Pour solutionner ce problème, plusieurs stratégies ont été proposées, parmi elles, celles qui ont été établies sur le principe conventionnel de la commande vectorielle à flux orienté. Les premiers travaux sur la commande vectorielle de la MADA avec deux onduleurs, au stator et au rotor, ont été effectués à la VUB de Bruxelles par Lecoq ;

À ces travaux s'ajoutent ceux de L. MOREL et D. RAMUZ, ainsi que ceux de R. GHOSN et P.E. VIDAL.

Les avantages de cette commande sont nombreux: une réponse rapide de couple, une grande plage de commande de vitesse, et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent. La machine asynchrone est alors commandée comme une machine à courant continu à excitation indépendante. Il existe deux méthodes générales de la commande vectorielle : méthode directe (méthode de F. Blaschke) et méthode indirecte (méthode de K. Hasse).

La nature des méthodes se rattache à la façon dont on génère les signaux du vecteur unitaire  $\cos(\omega)$  et  $\sin(\omega)$ . [14]

### **I.I.2 les variantes de la commande vectorielle:**

La commande vectorielle appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants [.] On se base sur ce principe et à partir de trois paramètres : source d'énergie ; orientation de repère ; position de flux. Des nombreuses variantes que l'on peut classer comme suit :

A\_ selon la source d'énergie :

\*Commande en tension

B\_ selon l'orientation de repère (orientation désirées pour flux) :

\*Commande vectorielle de flux rotorique

\*Commande vectorielle de flux statoriques

\*Commande vectorielle de flux d'entrefer

C\_ Selon la position de flux :

\*Directe par mesure ou observation du vecteur de flux.

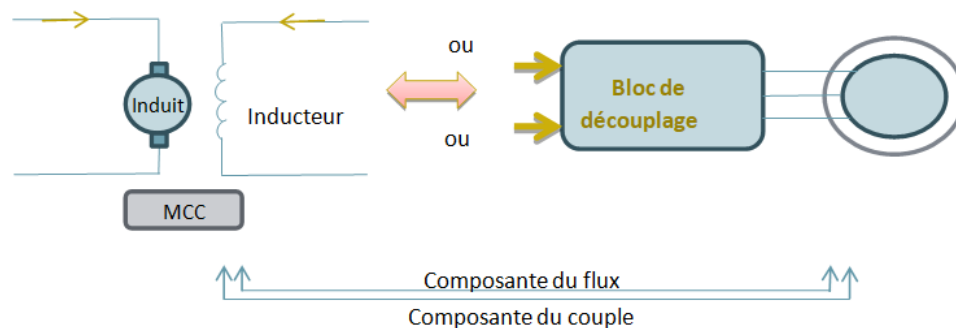
\*Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement. [15]

### I.1.3 principe de la commande vectorielle :

La commande vectorielle est un terme générique désignant l'ensemble des commandes tenant compte en temps réel des équations du système qu'elle commande. Le nom de ces commandes vient du fait que les relations finales sont vectorielles à la différence des commandes scalaires. Les relations ainsi obtenues sont bien plus complexes que celles des commandes scalaires, mais en contrepartie elles permettent d'obtenir de meilleures performances lors des régimes transitoires. Il existe des commandes vectorielles pour tous les moteurs à courant alternatif. Par construction, la machine courant continu produit un champ magnétique statorique toujours perpendiculaire au rotor, c'est ce comportement que l'on va chercher à obtenir pour les machines alternatives.

Le calculateur qui va agir sur la commande des interrupteurs se doit d'avoir quelques informations pour effectuer les calculs et particulièrement [16]:

1. La position du rotor pour les machines synchrones.
2. La vitesse du rotor pour les machines asynchrones.



**Figure(I.10):** Analogie entre MCC à excitation séparée et MAD

### I.1.4 Types de la commande vectorielle :

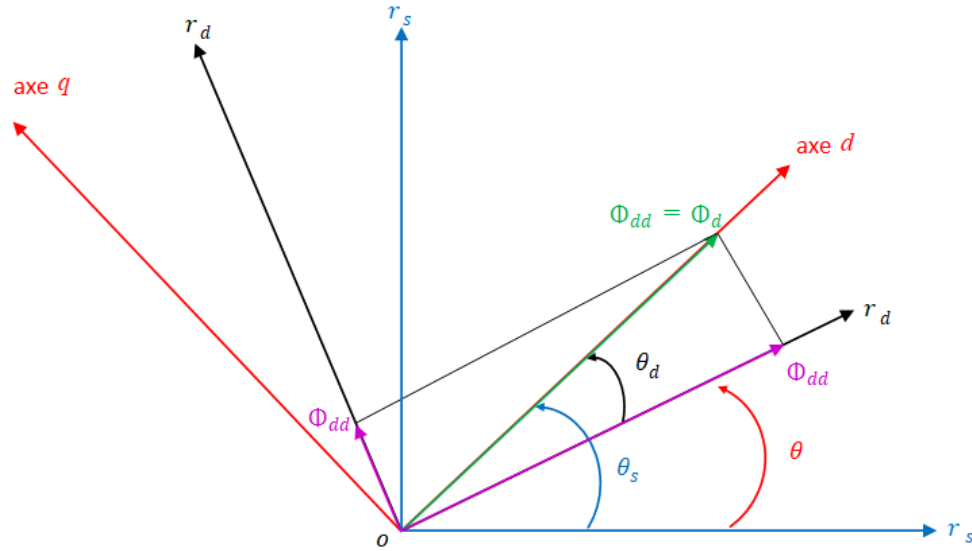
La méthode de détermination de l'angle de Park, permet de différencier deux types principales de la commande vectorielle.

1. Méthode direct (Direct Filed Oriented Control ou DFOC).
2. Méthode indirect (indirect Filed Oriented Control ou IFOC).

### I.1.5 Commande vectorielle direct:

La position du flux à orienter est mesurée électriquement en utilisant un capteur physique de flux ou un modèle dynamique de flux, est requise pour assurer le découplage entre le couple et le flux. En

effet, la position du flux rotorique est calculée algébriquement à partir de l'information sur le flux rotorique figure (I.2) [17].



**Figure(I.11):**Diagramme vectoriel pour la commande vectorielle directe.

Lorsque les flux rotoriques (mesurés ou estimés) sont définis, le module et l'angle du vecteur du flux rotorique (généralement appelé position du rotor) sont donnés par :

$$\varphi_r = \sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2} \dots\dots (I-45)$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \left( \frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}} \right) \dots\dots (I-46)$$

$\sin(\theta_s)$  et  $\cos(\theta_s)$  sont nécessaires pour la transformation de Park. On peut les trouver directement par (voir figure (I.2)) :

$$\sin \theta_s = \frac{\varphi_{r\beta}}{\sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2}} \dots\dots (I-47)$$

$$\cos \theta_s = \frac{\varphi_{r\alpha}}{\sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2}} \dots\dots (I-48)$$

**I.1.6 Commande vectorielle indirect:**

La méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence  $\varphi_{dr}^*$

On l'obtient par une relation de défluxage exprimée de la manière suivante :

$$\varphi_{dr}^* = \begin{cases} \varphi_r & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \text{ .....( I-49)} \\ \varphi_{rn} \cdot \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \text{ .....( I-50)} \end{cases}$$

Où :

$\varphi_{dr}^*$  Est le flux de référence nominal,  $\Omega$  est la vitesse mécanique et  $\Omega_n$  valeur nominale.

Comme la vitesse est mesurée, il est donc aisé de faire sa régulation par contre-réaction en utilisant un régulateur *PI*. La méthode indirecte est plus facile à implanter, mais elle est fortement dépendante des variations des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et à la variation de la température surtout pour la constante de temps rotorique  $T_r$ . [18]

**I.1.7 procède d'orientation du flux :**

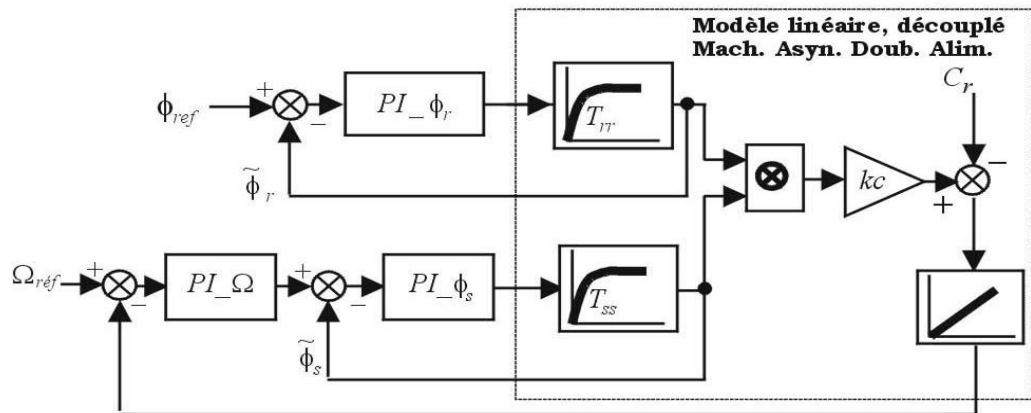
Il existe trois types d'orientation du flux :

Orientation du flux rotorique avec les conditions  $\varphi_{rd} = \varphi_r$  ,  $\varphi_{rq} = 0$ .

Orientation du flux statorique avec les conditions  $\varphi_{sd} = \varphi_s$  ,  $\varphi_{sq} = 0$ .

Orientation du flux d'entrefer avec les conditions  $\varphi_{dg} = \varphi_g$  ,  $\varphi_{qg} = 0$ .

**I.1.8 schéma de bloc :**



**Figure(I.13):**Schéma fonctionnel du modèle linéaire équivalent de la CVDOF



$$I_{ds} = \frac{\varphi_s - M_{sr} I_{dr}}{L_s} \dots\dots (I-57)$$

En remplaçant le système d'équation ( I-57) dans les équations des composantes directe et en quadrature des flux rotoriques on obtient :

$$\varphi_{dr} = \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) I_{dr} + \frac{M_{sr}}{L_s} \varphi_{ds} = L_r \sigma I_{dr} + \frac{M_{sr}}{L_s} \varphi_{ds} \dots\dots (I-58)$$

$$\varphi_{qr} = \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) I_{qr} = L_r \sigma I_{qr} \dots\dots (I-59)$$

En injectant les systèmes d'équation( I-57)et ( I-59)dans( I-57)on a:

$$V_{ds} = \frac{R_s}{L_s} \varphi_{ds} - \frac{R_s}{L_s} M_{sr} I_{dr} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \dots\dots (I-60)$$

$$V_{qs} = -\frac{R_s}{L_s} M_{sr} I_{qr} + \omega_s \varphi_{ds} \dots\dots (I-61)$$

$$V_{dr} = R_r I_{dr} + L_r \sigma \frac{dI_{dr}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_s} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_r L_r \sigma I_{qr} \dots\dots (I-62)$$

$$V_{qr} = R_r I_{qr} + L_r \sigma \frac{dI_{qr}}{dt} + \omega_r L_r \sigma I_{dr} + \omega_r \frac{M_{sr}}{L_s} \varphi_{ds} \dots\dots (I-63)$$

Les tensions du système d'équation ( I-59)peuvent être réécrites sous la forme :

$$V_{dr} = V_{1rdc} + e_q$$

$$V_{qr} = V_{1rqc} + e_d + e_\varphi \dots\dots (I-63)$$

Avec :

$$V_{1rdc} = R_r \left( 1 + T_r \sigma \frac{d}{dt} \right) I_{rd}$$

$$V_{1rqc} = R_r \left( 1 + T_r \sigma \frac{d}{dt} \right) I_{rq} \dots\dots (I-64)$$

$$e_q = -\frac{M_{sr}}{L_s} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_r L_r \sigma I_{qr}$$

$$e_d = \omega_r L_r \sigma I_{dr}$$

$$e_\varphi = \omega_r \frac{M_{sr}}{L_s} \varphi_{ds} \dots\dots (I-65)$$

Le système d'équation ( I-65)représente les termes de couplage.

En se basant sur l'équation ( I-64), l'expression du couple a pour forme:

$$C_{em} = -p \frac{M_{sr}}{L_s} \varphi_{ds} I_{qr} = -p \frac{M_{sr}}{L_s} \varphi_s I_{qr} \dots\dots (I-66)$$

A flux statorique constant, le couple électromagnétique est directement proportionnel à

$I_{qr}$  :

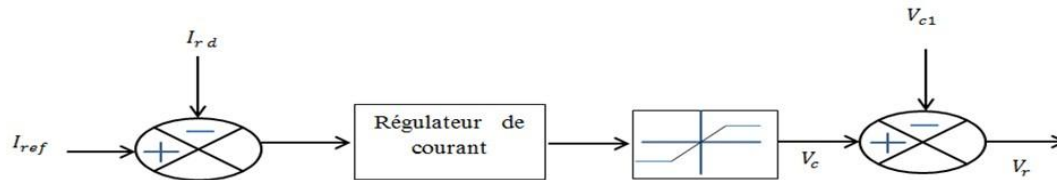
$$C_{em} = KI_{qr} \dots\dots (I-65)$$

Nous pouvons remarquer, d'après les considérations précédentes, que le couple ne dépend que de la composante en quadrature  $I_{qr}$  si le flux statorique est maintenu constant. Ainsi, nous avons réalisé la décomposition du courant rotorique en deux termes qui correspondent respectivement au flux et au couple, et par conséquent, nous avons obtenu une structure semblable à celle d'une machine à courant continu.

A partir de l'équation ( I-65), nous obtenons la même fonction de transfert régite les courants et les tensions d'un même axe au stator, ainsi qu'au rotor :

$$\frac{I_{rd}(s)}{V_{1rdc}(s)} = \frac{I_{rq}(s)}{V_{1rqc}(s)} = \frac{1}{R_r} \dots\dots (I-65)$$

A partir des équations ( I-64)et ( I-65), on peut schématiser la régulation associé à chacun des courants rotorique :



**Figure(I.15) :** Schéma de régulation d'un courant

**I.I.10 Structure de la commande vectorielle indirect de la MADA :**

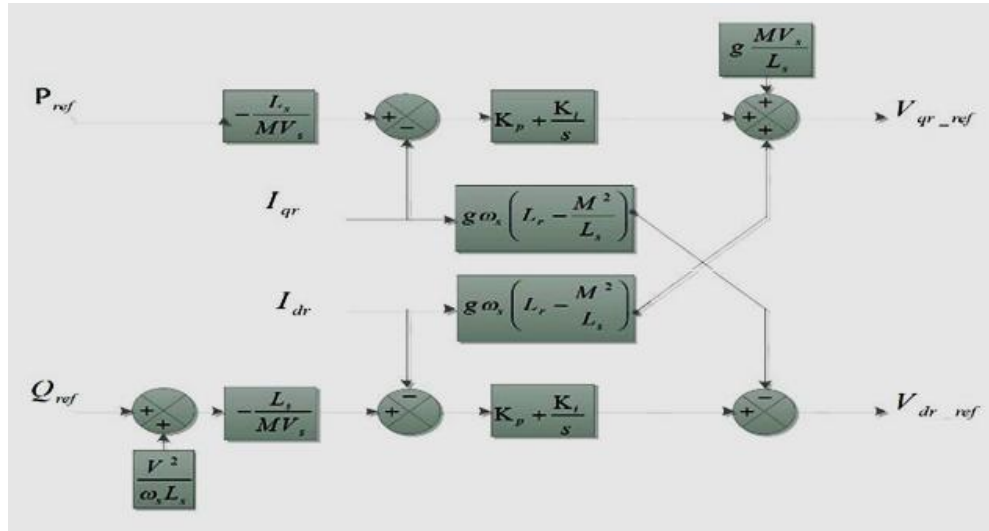
**I.I.10.1. Commande en boucle ouverte :**

La commande en boucle ouverte est essentiellement basée sur l'hypothèse d'un réseau stable en tension et en fréquence. Elle consiste à asservir pas les puissances mais plutôt indirectement les courants rotoriques en n'utilisant non pas les puissances mesurées comme retour sur le comparateur mais les courants rotoriques d'axe d et q.

A partir des expressions des puissances actives et réactive statoriques du système on déduit

Les références des courants rotoriques direct et en quadrature suivant les relations :

Ces courants seront utilisés comme références à la place des références sur les puissances active et réactive, on aboutit alors au schéma bloc de la Figure (I.16).

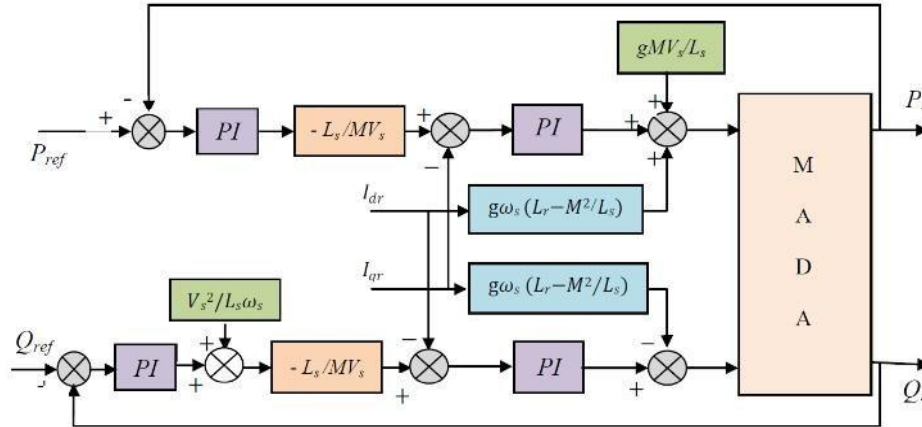


**Figure(I.16) :** Schéma bloc de la commande indirecte en boucle ouvert.

Cette configuration reste fiable tant que le réseau électrique reste stable en tension et en fréquence. Une instabilité du réseau va donc provoquer une erreur sur le suivi des consignes des puissances active et réactive.

**I.I.10.2. Commande en boucle fermée :**

Pour réguler les puissances de manière optimale, nous allons mettre en place deux boucles de régulation sur chaque axe avec un régulateur proportionnel intégral pour chacune, une boucle sur la puissance et l'autre sur le courant correspondant tout en compensant les termes de perturbations et de couplages apparaissant sur le schéma bloc du modèle de la MADA. Nous obtenons ainsi la structure de commande présentée sur la Figure suivante :



**Figure(I.17):** Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée

Cette structure aboutit à un système de régulation plus complexe. Tout fois, elle offre une meilleure robustesse face aux éventuelles instabilités sur le réseau électrique. Le régulateur proportionnel intégral utilisé pour l’asservissement des courants et des puissances est simple et facile à mettre en place tout en offrant des performances acceptables pour l’utilisation en génératrice de la MADA.

De plus, la symétrie du système après compensation mène à calculer les régulateurs pour un seul axe, les deux autres seront identiques aux premiers.

### I.I.11.bloc de défluxage :

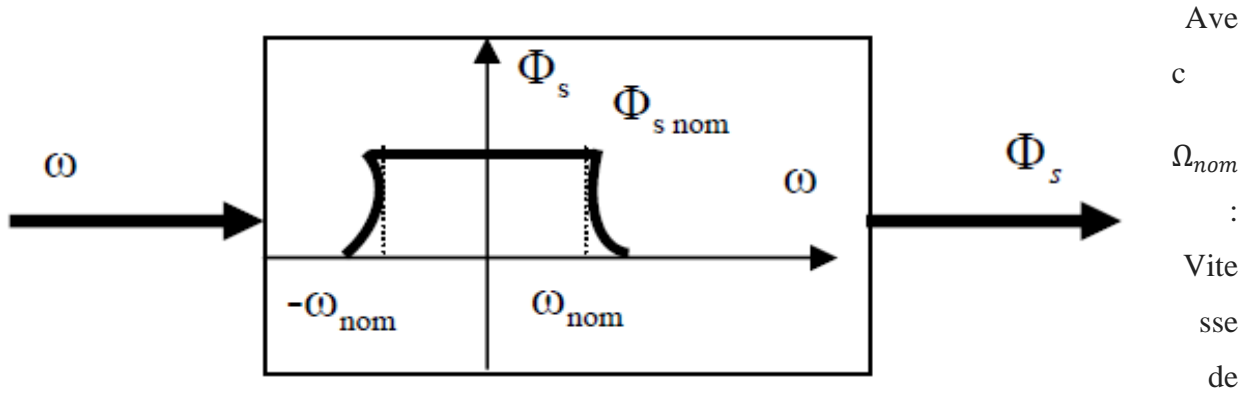
Les opérations à toutes vitesse caractérisant le fonctionnement de la MADA sont réalisées par un bloc de défluxage figure en dessous .Ce dernier est défini par la fonction non linéaire suivante :

En sous-vitesse

$$\varphi_s = \varphi_{snom} \text{ Pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \dots\dots( I-66)$$

En survitesse

$$\varphi_s = \varphi_{snom} \frac{\Omega_{nom}}{\Omega} \text{ Pour } |\Omega| \geq \Omega_{nom} \dots\dots( I-67)$$



rotation nominale

$\varphi_{s\text{nom}}$  : Flux statorique nominale

Figure(I.18) :bloc de défluxage

**I.I.11.1. principe de compensation par découplage :**

À partir de l'expression (II.20), les fonctions de transfert reliant les composantes statoriques et rotoriques de chaque axe sont données par :

$$\frac{I_{sq}(s)}{V_{tsqc}(s)} = \frac{I_{sd}(s)}{V_{tsd}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s \cdot s} \dots\dots (I-68)$$

Et

$$\frac{I_{rq}(s)}{V_{trqc}(s)} = \frac{I_{rd}(s)}{V_{trd}(s)} = \frac{1}{R_r + \sigma L_r \cdot s} \dots\dots (I-69)$$

Ces fonctions de transfert sont du premier ordre et quasi-identiques ; chacune est une fonction des paramètres de la machine (du rotor et du stator respectivement). Les différentes références des courants à réguler pour une orientation du flux rotorique et un fonctionnement à facteur de puissance unitaire au rotor sont :

$$\begin{cases} I_{sd}^* = \frac{1}{M_{sr}} \varphi_{rd}^* \\ I_{rd}^* = 0 \end{cases} \begin{cases} I_{sq}^* = \frac{L_s}{p M_{sr} \varphi_{rd}^*} C_{em}^* \\ I_{rq}^* = -\frac{1}{p \varphi_{rd}^*} C_{em}^* \end{cases} \dots\dots (I-70)$$

Ainsi la structure de la régulation des courants est représentée par les figures ( I-69) et ( I-70).

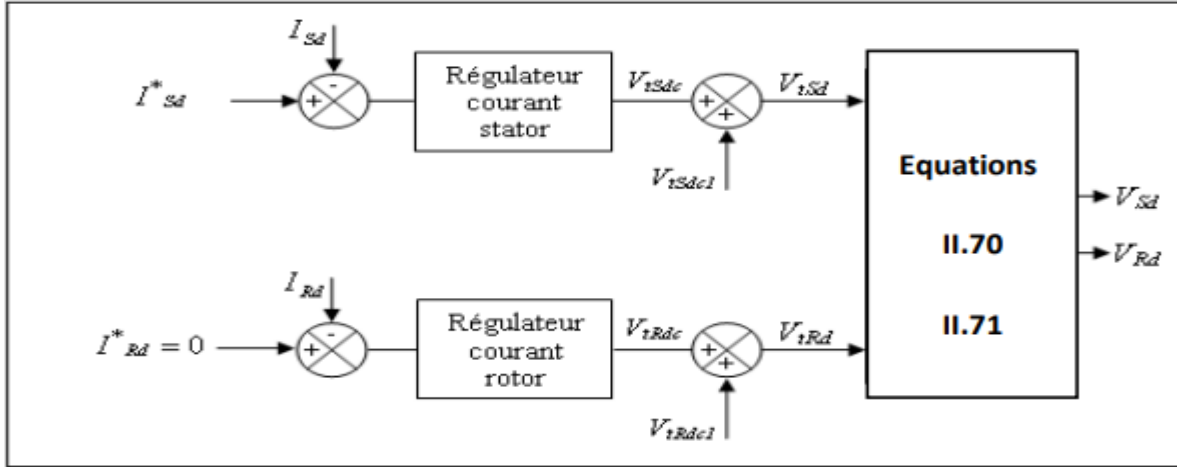


Figure I.19 : Régulation des courants statorique et rotorique de l'axe d.

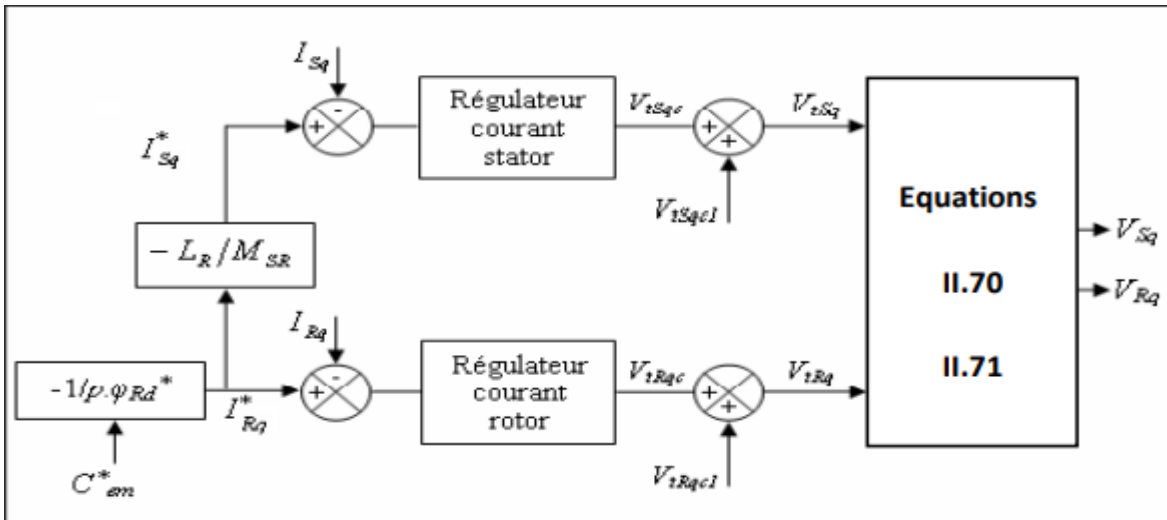


Figure I.20 : Régulation des courants statorique et rotorique de l'axe q.

Dans la commande conventionnelle, le couple électromagnétique  $C_{em}$  et les courants sont contrôlés par des correcteurs de type  $PI$ . En tenant compte de l'alimentation en tension de la MADA, les grandeurs de commande sont les tensions  $V_{sd}, V_{sd}, V_{rd}$  et  $V_{rq}$ .

Pour la partie onduleurs, les tensions de référence  $(V_{sa}^*, V_{sb}^*, V_{sc}^*)$  et  $(V_{ra}^*, V_{rb}^*, V_{rc}^*)$  sont calculées par la transformation inverse de Park à partir des grandeurs  $(V_{rd}, V_{rq}, V_{sd}, V_{sd}, \theta_s, \theta_r)$ . Les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$ , nécessaire pour la transformation de Park, sont calculés à l'aide de la méthode exposée dans la section (II.2). Ainsi, nous pouvons envisager le schéma de principe de régulation donnée par la **figure I.20**.

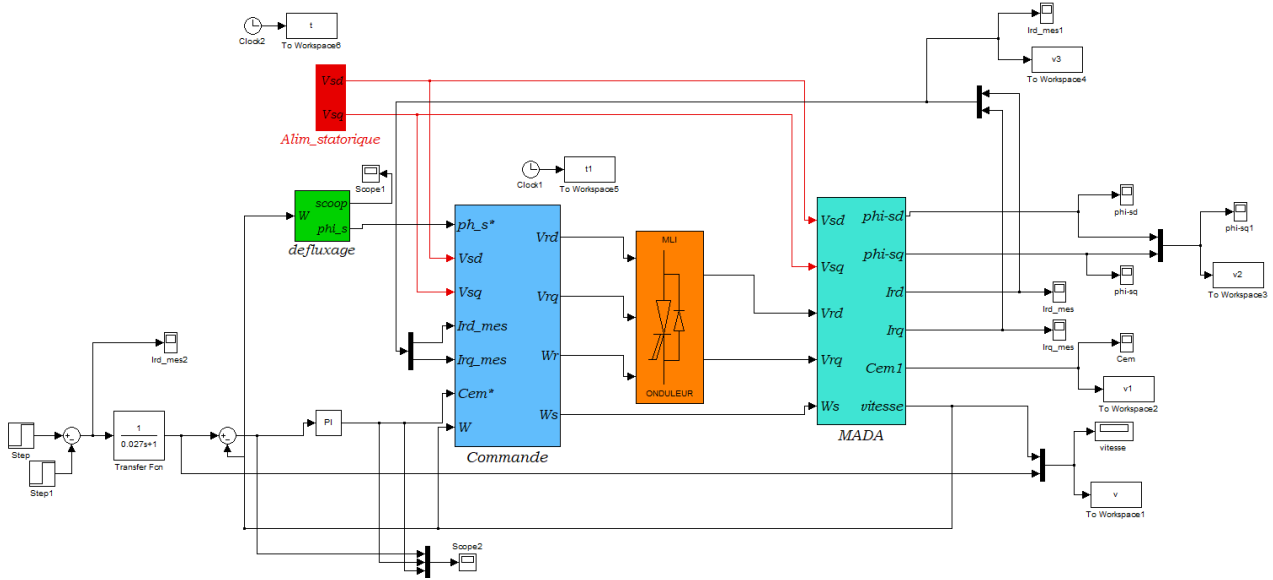


Figure I.21 : Le schéma de principe de la commande vectorielle indirecte de la MADA.

### I.I.12 Calcul des régulateurs :

Pour le système de réglage des courants, nous choisissons d'utiliser des correcteurs de type Proportionnel-Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de correcteur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

### I.I.13. Régulateurs des courants statoriques :

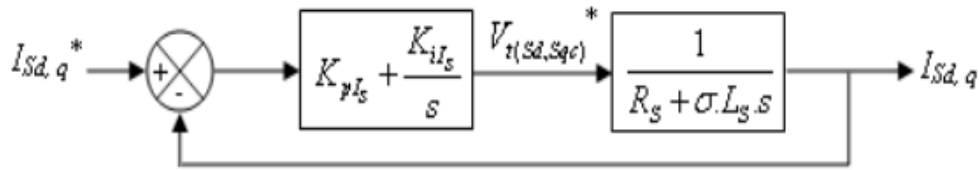
On rappelle la fonction de transfert reliant les composantes statoriques de chaque axe de la MADA :

$$\frac{I_{sd}(s)}{V_{tsqc}(s)} = \frac{I_{sd}(s)}{V_{tsd}(s)} = \frac{1}{1 + \sigma T_s s} \dots\dots (I-71)$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \dots\dots (I-72)$$

Les composantes du courant statorique ( $I_{sd}, I_{sq}$ ), ont la même boucle de régulation donnée la figure I.22.



**Figure I.22 :** Schéma bloc de régulation des courants statoriques.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$H_{I_s}(s) = \frac{I_{sd,q}}{V_{sd}^*.q} = \frac{\frac{1}{\sigma T_s R_s} (K_{pI_s} s + K_{iI_s})}{s^2 + s \left( \frac{1 + \frac{K_{pI_s}}{R_s}}{\sigma T_s} \right) + \frac{K_{iI_s}}{\sigma T_s R_s}} \dots\dots (I-73)$$

Le dimensionnement des correcteurs est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique de l'équation ( I-73) est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative. Le dénominateur des fonctions de transfert correspondantes est de la forme :

$$D(s) = s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2 \dots\dots (I-74)$$

Ainsi, nous obtenons les paramètres des correcteurs, en fonction de l'amortissement  $\xi$  et de la pulsation propre.

Par identification entre les équations (I.73) et (I.74), nous obtenons les paramètres suivants du correcteur PI :

$$\begin{cases} K_{pI_s} = R_s(2\xi\omega_0\sigma T_s - 1) \\ K_{iI_s} = \omega_0^2\sigma T_s R_s \end{cases} \dots\dots (I-75)$$

**I.I.14. Régulateurs des courants rotoriques :**

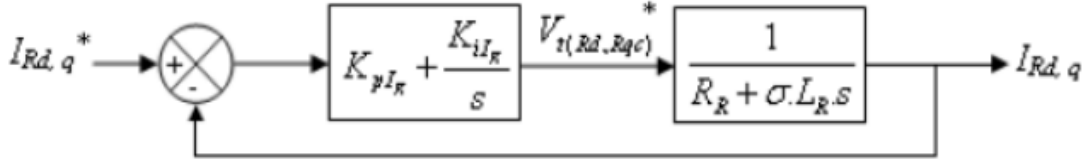
On rappelle la fonction de transfert reliant les composantes rotoriques de chaque axe de la MADA :

$$\frac{I_{rq}(s)}{V_{trqc}(s)} = \frac{I_{rd}(s)}{V_{trd}(s)} = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r s} \dots\dots (I-76)$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \dots\dots (I-77)$$

La même chose pour la partie statorique, les composantes du courant rotorique ( $I_{rd}, I_{rq}$ ), ont la même boucle de régulation donnée par la figure I.31.



**Figure I.23** : Schéma bloc de régulation des courants rotoriques.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$H_{I_r}(s) = \frac{I_{rd,q}}{V_{rd}^* \cdot q} = \frac{\frac{1}{\sigma T_r R_r} (K_{plr} \cdot s + K_{ilr})}{s^2 + s \left( \frac{1 + \frac{K_{pls}}{R_r}}{\sigma T_r} \right) + \frac{K_{ils}}{\sigma T_r R_r}}$$

La même procédure effectuée pour les correcteurs des courants statoriques est appliquée aux correcteurs des courants rotoriques. Les paramètres des correcteurs sont donc les mêmes.

$$\begin{cases} K_{plr} = R_r (2\xi \omega_0 \sigma T_r - 1) \\ K_{ilr} = \omega_0^2 \sigma T_r R_r \end{cases} \dots\dots (I-78)$$

**I.I.15. Régulation de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation :**

Il est bien connu que la régulation de vitesse des machines asynchrones avec des correcteurs PI ne permet pas d'obtenir de très bonnes performances lorsque la consigne de vitesse varie considérablement (dépassement important de la réponse de vitesse). En effet, lors d'une variation importante de la consigne de vitesse, le correcteur PI se trouve devant un écart important, ce qui provoque une forte action proportionnelle du correcteur qui se traduit par un dépassement de la vitesse du moteur .

Une des solutions qui peuvent être utilisée pour remédier ce problème consiste à adoucir la consigne de vitesse, c'est-à-dire, filtrer la vitesse de consigne par l'introduction d'un filtre de fonction de transfert de la forme:

$$\frac{\Omega_f^*}{\Omega^*} = \frac{1}{1+s.T_f} \dots\dots\dots (I-79)$$

Ou

$\Omega_f^*$  Est la vitesse de références filtrées,  $T_f$  est la constante du temps du filtre.

**I.I.16. Synthèse du correcteur PI de vitesse :**

On peut donner l'équation mécanique de la MADA comme suit :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \dots\dots\dots (I-80)$$

$J$  : Moment d'inertie de la MADA.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux de la MADA à vide.

$C_r$  : Couple de charge.

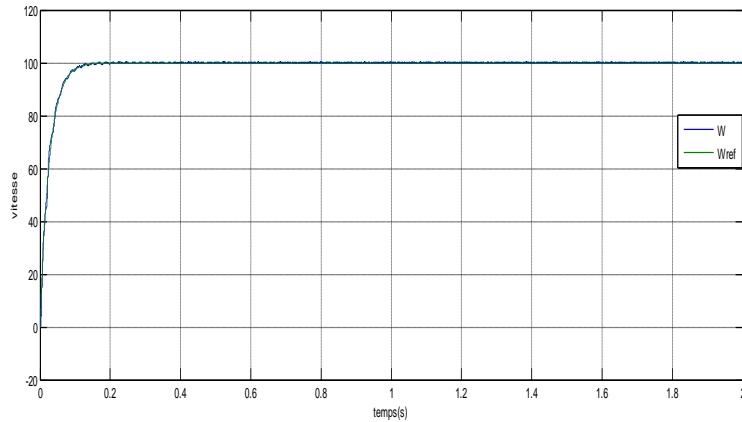
$\Omega$  : Vitesse mécanique.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

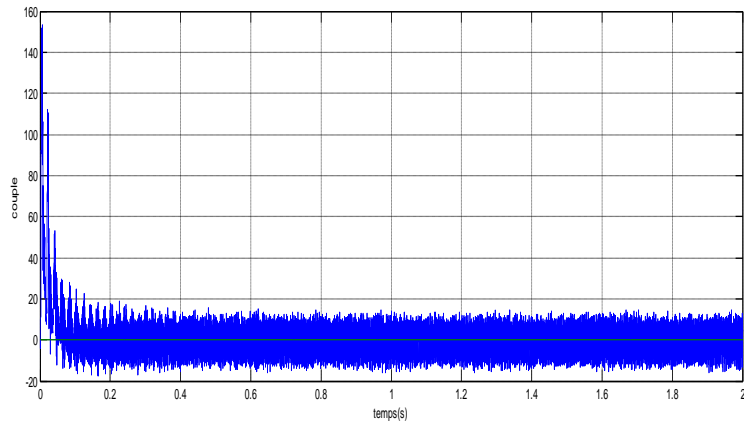
**I.I.17 .Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MADA**

**I.I.18 Démarrage à vide**

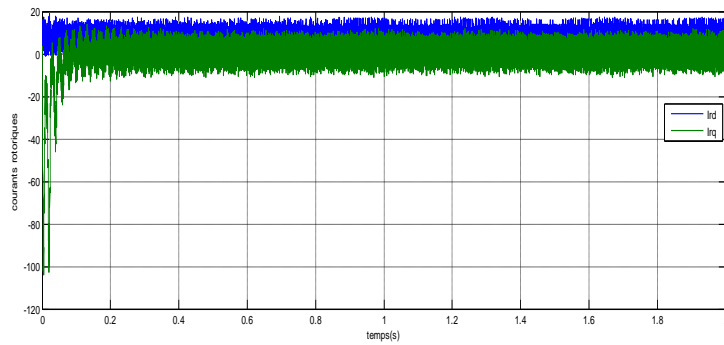
Pour la vitesse de référence de 100 rd/s. on a les résultats suivants :



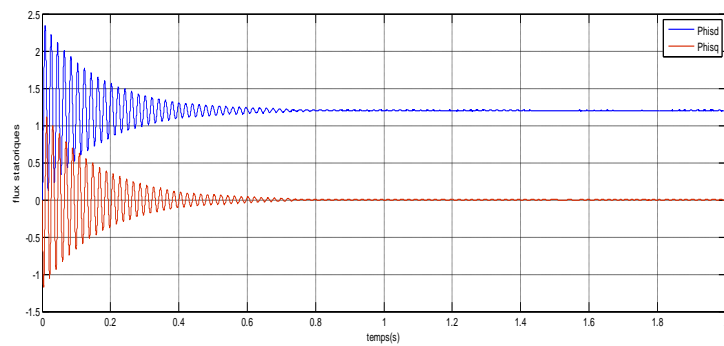
a. Réponse de vitesse



b. Réponse du couple

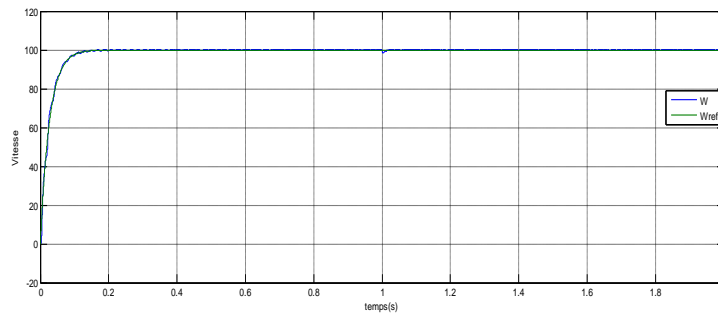


c. Courant rotoriques

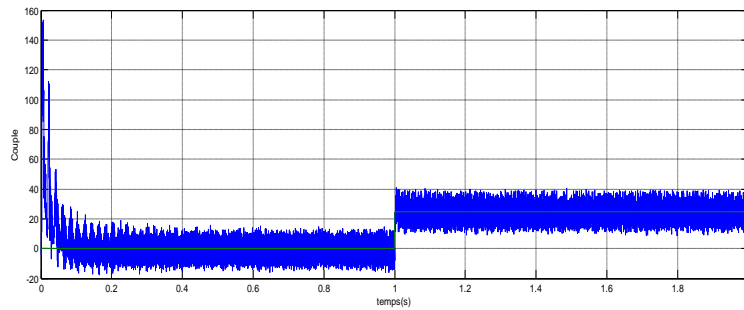


d. Flux statoriques

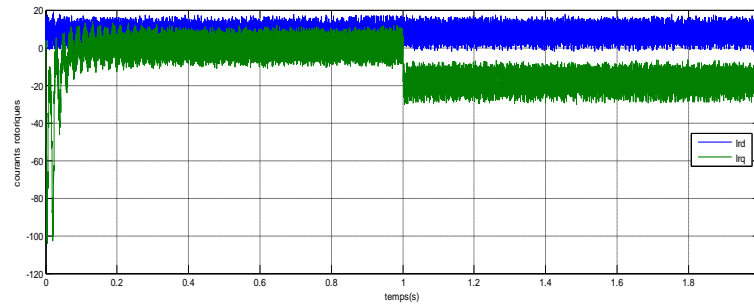
**Figure 2.9. (a,b,c,d)** Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA  
2-Introduction d'un couple de charge ( $N=25 \text{ n.m}$  à  $t=1\text{s}$ )



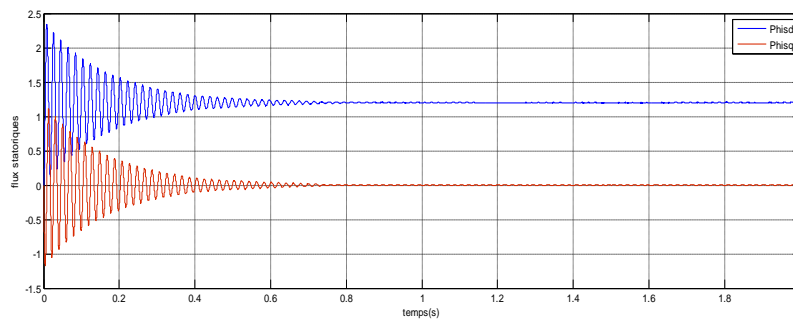
a. Réponse de vitesse



b. Réponse de couple



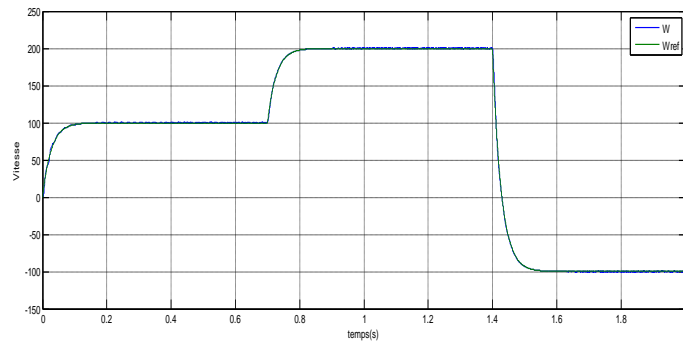
c. Courants rotoriques



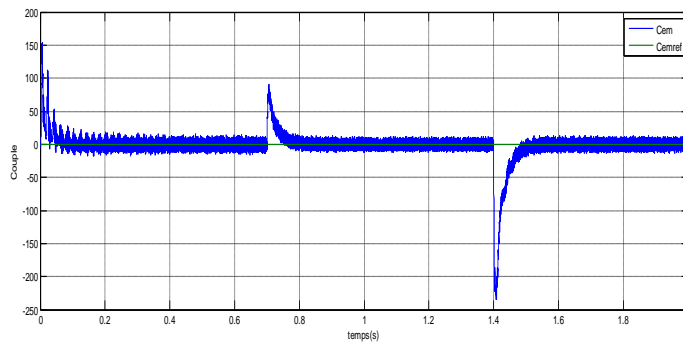
d. Flux statoriques :

**Figure(I.24).** (a,b,c,d) Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA avec introduction d'uncouple de charge (  $N=25$  n.m à  $t=1$ s)

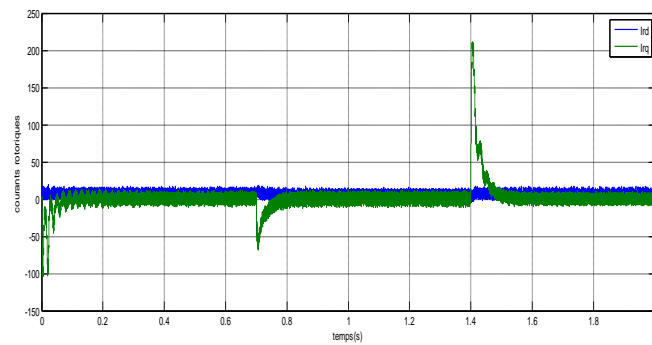
Changement de consigne et inversion du sens de rotation : [100 ;200 ; -100]



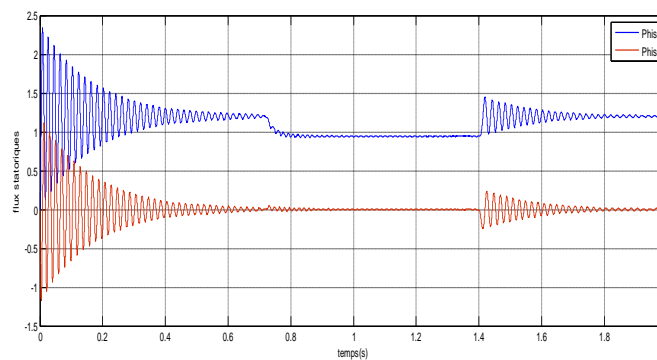
a. réponse de vitesse



b. Réponse de couple



c. Courant rotoriques :



d. flux statoriques

**I.I.18.conclusion :**

Au cours de ce chapitre, nous avons exposé le principe de la commande vectorielle de la machine asynchrone doublement alimentée. Cette dernière possède un nombre de degrés de liberté, supérieur à celui de la machine asynchrone à cage et même celui de la machine synchrone, lui attribuant une souplesse de commande. Nous citons ci-dessous les aspects les plus intéressants de cette machine :

1. Une reconstitution facile du flux et du couple électromagnétique.
2. Une accessibilité à la mesure des courants statoriques et rotoriques.
3. Des boucles de régulation simples introduisant des régulateurs type P
4. La possibilité de travailler à facteur de puissance unitaire au stator ou au rotor.

Les deux types de méthodes (les commandes vectorielles directe et indirecte) ont été présentés brièvement au début du chapitre, la première nécessitant un contrôle du flux en boucle fermée, alors que la seconde effectue ce contrôle en boucle ouverte. Les avantages du contrôle vectoriel sont nombreux, on peut citer:

1. une réponse en vitesse excellente dans une large plage de réglage, avec une faible erreur de poursuite.
2. une maîtrise du couple et du courant statorique satisfaisante.

Par contre, l'inconvénient majeur de cette technique est sa faible robustesse face aux variations des paramètres du moteur et des conditions de fonctionnement, particulièrement avec l'emploi de contrôleurs conventionnels. Enfin, nous avons développé le modèle de la commande vectorielle directe dans l'environnement **MATLAB/SIMULINK** afin de réaliser une série de simulations, dans le but d'évaluer les performances de cette technique. Ainsi, un contrôleur de vitesse conventionnel de type PI a été synthétisé. Les résultats que donne ce dernier pour la commande en vitesse de la machine sont pas satisfaisants vis-à-vis des perturbations imposées, d'où l'intérêt de l'introduction de régulateurs plus performants qui se basent sur des algorithmes de commandes modernes.

## **Chapitre II**

# **Commande de la MADA par logique floue type-2**

### II.1.introduction :

La logique floue a été introduite en 1965 par L.Zadeh comme une description mathématique; bien que, le principe de cette idée a été connu plus tôt chez les philosophes et les logiciens. Cette approche fait partie des méthodologies intelligentes, elle est inspirée de la capacité de l'homme à prendre des décisions et agir de façon convenable malgré le flou (l'incertitude) des connaissances disponibles. Elle a été introduite dans le but d'approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances telles que la base des règles et les fonctions d'appartenance, qui sont construites par l'introduction des informations linguistiques et numériques fournies par l'expert humain. Mais généralement ces informations sont entachées d'incertitudes qui peuvent provenir de trois principales sources:

1. Le sens des mots utilisés dans la construction des règles peut être incertain (un mot peut dire différentes choses pour différentes personnes).
2. Les mesures qui activent les systèmes flous de type-1 peuvent être bruitées, ce qui introduit une incertitude.
3. Les données utilisées pour ajuster les paramètres des systèmes flous de type-1 peuvent être aussi bruitées.

Toutes ces incertitudes apparaissent au niveau des fonctions d'appartenance ce qui rend les systèmes flous de type-1 incapables de prendre en charge ces incertitudes. Par conséquent, des systèmes flous de type-2, sont introduits, dans ces nouveaux systèmes le degré d'appartenance des antécédents et /ou des conséquents est représenté lui-même par un ensemble flou de type-1. Cependant; les ensembles flous de type-2 sont très efficaces pour modéliser les incertitudes, minimiser leurs effets dans la base de règles, et trouver une fonction d'appartenance convenable quand la forme de cette dernière ou l'un de ces paramètres sont incertains. Malheureusement, ces ensembles flous de type-2 sont plus difficiles à définir et à utiliser que les ensembles flous de type-1. Mais, leur bonne manipulation des incertitudes, non prises en charge par les ensembles flous de type-1, justifie leur utilisation.

Actuellement, les SFT-2 sont utilisés dans diverses applications comme :

La prise de décision, la résolution des relations floues, la surveillance des processus, la stabilité des fonctions, le contrôle des robots mobiles et le traitement de données.

La stabilité est l'un des aspects les plus importants dans la commande automatique de

système. D'une manière très qualitative et intuitive, la stabilité d'un système est la capacité de ce dernier à revenir à sa position d'équilibre lorsqu'il en est ponctuellement écarté.

La stabilité des systèmes flous de type-2 est la propriété fondamentale que nous traitons dans.

## II.2. Généralités sur la logique floue type 2 :

Initialement, le concept de l'ensemble flou type-2 a été introduit par le père fondateur de la logique floue Zadeh [comme extension du concept de l'ensemble flou type-1.

Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-à-dire, le degré d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est lui-même un ensemble flou dans  $[0,1]$ . De tels ensembles sont conseillés dans le cas où nous avons une incertitude au niveau de la valeur de l'appartenance elle-même. L'incertitude peut être soit au niveau de la forme de la fonction d'appartenance soit dans l'un de ses paramètres.

La transition d'un ensemble ordinaire à un ensemble flou est la conséquence directe de l'indéterminisme de la valeur de l'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1.

Similairement, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les fonctions d'appartenance floues par des nombres réels dans  $[0,1]$ , on utilise alors les ensembles flous type-2. Pour cela, on peut considérer que les ensembles flous type-1 comme une approximation du premier ordre de l'incertitude et que les ensembles flous type-2 comme une approximation du deuxième ordre.

## II.3. Représentation d'une ensemble floue type 2 :

Une fonction d'appartenance de type-2 peut être vue comme une fonction à deux variables.

Pour chaque  $x$  de l'univers du discours et degré d'appartenance primaire 1, nous aurons une appartenance secondaire 2 qui est un nombre ordinaire dans l'intervalle  $[0,1]$ . Ainsi, une fonction d'appartenance peut être définie par:

$$\mu_2 = (x, \mu_1): X \times [0,1] \rightarrow [0,1] \dots \dots (II-01)$$

On considère un ensemble flou type-1 caractérisé par une fonction d'appartenance gaussienne de moyenne  $M$  et d'écart type  $\sigma_x$ . Le degré d'appartenance pour chaque élément  $x$  est donné par :

$$m(x) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x-M}{\sigma_x}\right)^2\right] \dots\dots (II-02)$$

Dans le concept des ensembles flous type-1, le degré d'appartenance d'un élément est un nombre ordinaire qui appartient à l'intervalle  $[0,1]$ . On suppose que cette appartenance n'est pas un nombre mais un ensemble flou type-1. On note les éléments du domaine de cet ensemble  $\mu$  et

on l'appelle appartenance primaire de  $x$ . On note l'appartenance de ces appartenances primaires  $\mu_2(x, \mu)$  et on l'appelle appartenance secondaire de  $x$ .

Si les appartenances secondaires sont des gaussiennes de moyenne  $m(x)$  et de déviation  $\sigma$

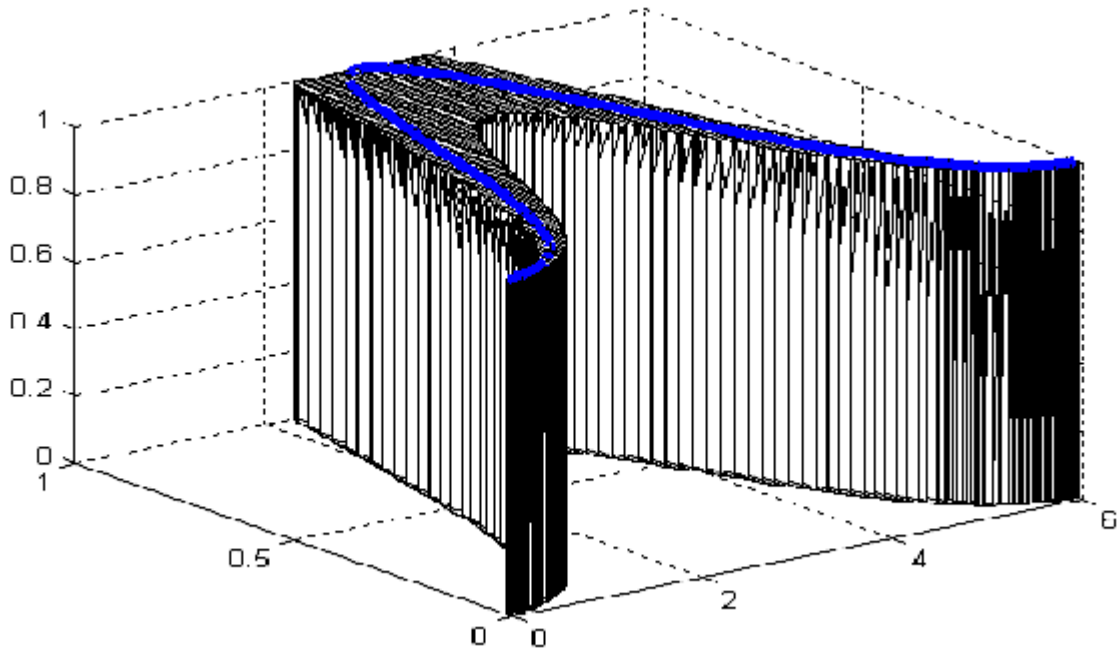
alors :  $\mu_2(x, \mu) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{\mu - m(x)}{\sigma_m}\right)^2\right)$

avec  $\mu \in [0,1]$  et  $m(x) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x-M}{\sigma_x}\right)^2\right)$

$$\mu_2(x, \mu) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{\mu - \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x-M}{\sigma_x}\right)^2\right]}{\sigma_m}\right)^2\right) \dots\dots (II-03)$$

Le degré d'appartenance de chaque élément pour le cas d'un ensemble flou type-2 représente toutes les appartenances primaires ainsi que les appartenances secondaires correspondantes et peut être écrit sous la forme :  $\mu(x) = \int_{\mu \in [0,1]} \mu_2(x, \mu) / \mu, x \in X$

La Figure () est une représentation en trois dimensions d'un ensemble flou type-2 gaussien, dont la fonction d'appartenance principale est gaussienne.



**Figure II.1** Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 gaussien.

### II.3.1 Types d'ensembles flous type-2 :

Selon la forme de l'appartenance primaire, on distingue principalement trois sortes d'ensembles flous type-2 : intervalle, Gaussienne, et triangulaire.

#### II.3.3.1 Ensemble flou type-2 gaussien:

Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 gaussien dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle  $[1,0]$ . Notons qu'il n'est pas nécessaire que la fonction d'appartenance principale soit aussi Gaussienne.

#### II.3.3.2 Ensemble flou type-2 triangulaire:

Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 triangulaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle  $[1,0]$ .

#### II.3.3.3 Ensemble flou type-2 intervalle:

Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle  $[1,0]$ . Dans ce cas, les appartenances secondaires sont égales à 1. Notons que malgré chaque degré d'un ensemble type-2 intervalle est un ensemble ordinaire,

l'ensemble lui-même est de type-2, parce que les degrés d'appartenance sont des ensembles et non pas des nombres ordinaires.

La Figure schématise une fonction d'appartenance floue type-2 avec une zone d'incertitude.

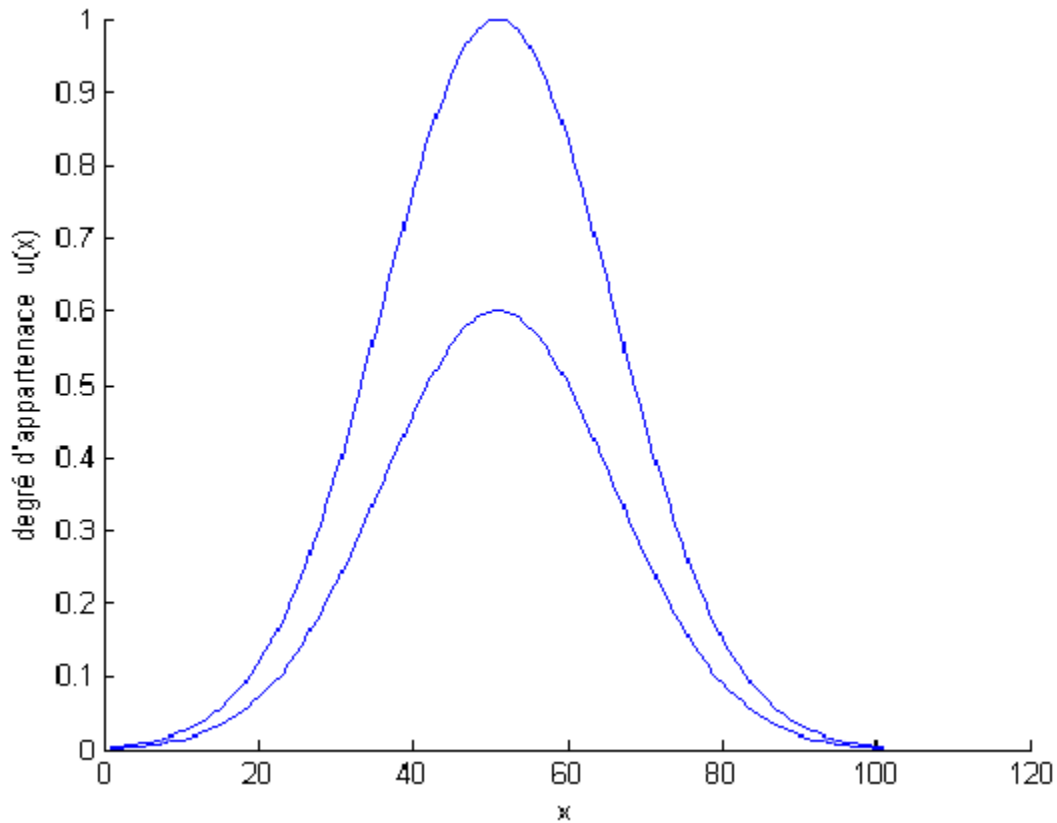


Figure II.2 Fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2

### II.3.4 structure d'un système floue type 2 :

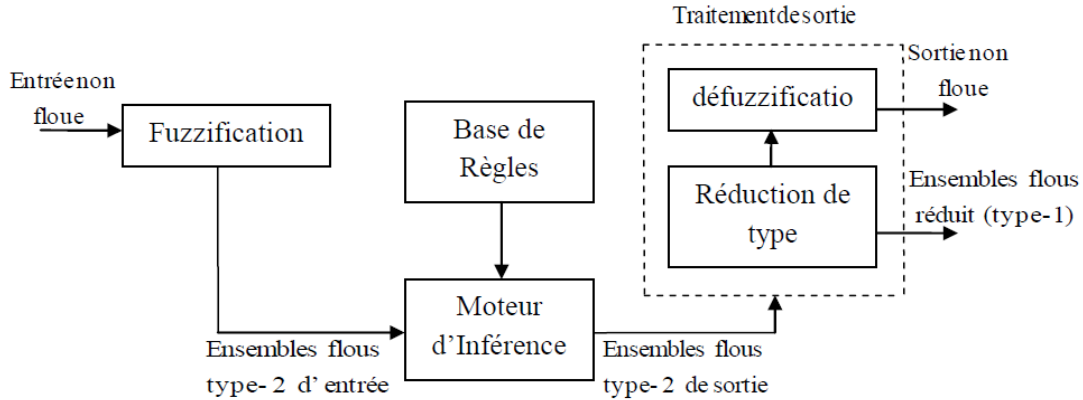
Un contrôleur flou classique est composé d'une interface de fuzzification, une base de règles, un système d'inférence et une interface de défuzzification. La structure du contrôleur flou type-2 est similaire à celui classique avec la particularité de l'utilisation d'un réducteur de type pour convertir les ensembles flous type-2 à la sortie du système d'inférence en ensembles flous type-1 avant la phase de défuzzification.

Donc on résume : il existe quatre modules pour un régulateur à logique floue :

1. La fuzzification des entrées et des sorties.
2. L'inférence floue selon une base de règles.

3. Réduction de type.
4. Défuzzification des sorties.

Ces différents régulateur sont illustrés par la figure suivante :



**Figure II. 3** Structure d'un système flou type-2

#### II.3.4.1 fuzzification :

L'interface de fuzzification fait correspondre à l'entrée déterministe un ensemble flou qui peut être généralement un ensemble flou type 2. Cependant, dans notre travail la fuzzification de type singleton sera utilisée, en d'autres termes, l'entrée floue est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire.

#### II.3.4.2 base de règle :

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même. La seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2 ; alors, la *ème j* règle d'un système flou type-2 aura la forme :

Si  $x_1$  est  $\tilde{F}_1^j$  et  $x_2$  est  $\tilde{F}_2^j$  et ... et  $x_n$  est  $\tilde{F}_n^j$  alors  $y = \tilde{G}^j$

Où  $X_i (i = 1, \dots, n)$  sont les entrées du système flou,  $\tilde{F}_i^j$  est l'ensemble flou de type-2 correspondant à l'entrée  $x_i$ ,  $\tilde{G}^j$  est un singleton de type-2 et  $y$  est la sortie.

Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système soit de type-2 [1].

### II.3.4.3 inférence :

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même, la seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2.

Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2.

Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour.

#### II.3.4.3.1 Théorème :

un système flou type-2 intervalle, avec une t-norme min ou prod, l'intervalle d'activation Dans:  $F^l \in [\underline{f}^l, \overline{f}^l]$  de la *ii*ème règle est

$$f^l = \mu_{\widetilde{F}_1^l}(x_1) * \mu_{\widetilde{F}_2^l}(x_2) \dots * \mu_{\widetilde{F}_p^l}(x_p)$$

$$\overline{f}^l = \overline{\mu}_{\widetilde{F}_1^l}(x_1) * \overline{\mu}_{\widetilde{F}_2^l}(x_2) \dots * \overline{\mu}_{\widetilde{F}_p^l}(x_p)$$

Ceci est clairement représenté sur la **figure (III.7)**, où le nombre d'antécédents est  $p=2$ . Dans ce cas, le degré d'activation est un ensemble type-1 intervalle.  $[f^l, \overline{f}^l]$

$$\underline{f}^l = \underline{f}_1^l * \underline{f}_2^l \overline{f}^l = \overline{f}_1^l * \overline{f}_2^l$$

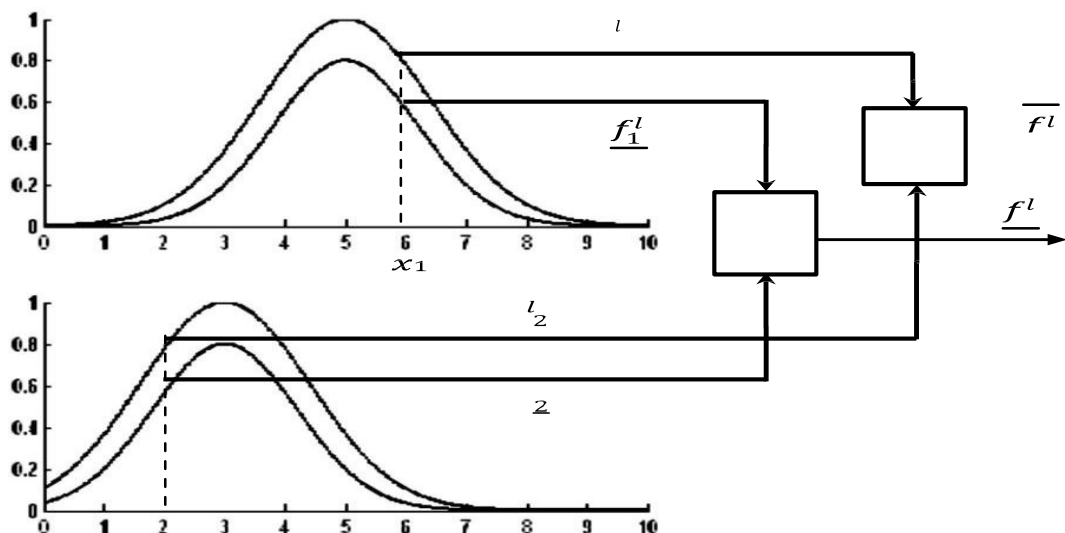


Figure II.4: Opérations d'entrée d'un système flou type-2 avec fuzzification type singleton.

### II.3.4.3.2 Réduction de type :

Etant donné que la sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, elle doit être réduite avant qu'elle soit défuzzifiée. Pour transformer la sortie floue type-2 en un ensemble flou type-1, la méthode des centres d'ensembles (center of sets en anglais (cos)) est utilisée. L'expression de l'ensemble flou de type réduit par cette méthode est donnée par

$$(Y^1, \dots, Y^k, F^1, \dots, F^k) = \int_{y^1} \dots \int_{y^k} \int_{f^1} \dots \int_{f^k} 1 \frac{\sum_{j=1}^k y^j f^j}{\sum_{j=1}^k f^j} \dots \dots (II-04)$$

Étant donné que chaque ensemble dans l'équation est un ensemble type-1 intervalle, Alors  $Y_{cos}$  est aussi un ensemble type-1 intervalle dont le domaine est situé sur l'axe des réels

$$Y_C(Y^1, \dots, Y^k, F^1, \dots, F^k) = [y_l, y_r] \dots \dots (II-05)$$

$y_l$  et  $y_r$  sont deux points de gauche et de droite caractérisant l'ensemble réduit  $Y_{co}$ .  $f^j(x)$  est l'élément de l'intervalle d'activation de  $( )$  et  $y^j$  est un élément de l'intervalle type-2

$$Y^j = [y_l^j, y_r^j] \dots \dots (II-06)$$

Afin de calculer les points extrêmes  $y_l$  et  $y_r$  Karnik et Mendel ont développé un algorithme itérative dont la procédure est donnée comme suit :

\*\*\*\*\***Le calcul de  $y_l$**

1. Discrétiser l'espace de sort  $Y$  en un nombre suffisant de points en choisissant comme segment les centroïdes des ensembles flous impliqués dans l'activation des règles.

2. Trier  $y^j$  dans un ordre croissant :  $y^1 \leq y^2 \leq \dots \leq y^k$

3. Initialiser  $f^j$  en prenant comme point de départ :  $f^j = \frac{f^j + f^{-j}}{2}$ ,  $j = 1, \dots, k$ .....(II-07)

ensuite calculer :  $y_l = \frac{\sum_{j=1}^k y^j f^j}{\sum_{j=1}^k f^j} \dots \dots (II-08)$

et poser  $y'_1 = y_l$

4. Trouver un point de commutation  $N$  ( $1 \leq N \leq k - 1$ ) qui satisfait :  $y^k \leq y_l \leq y^{k+1}$

5. Pose :  $f^j = \begin{cases} \bar{f}^j, & j < N \\ \underline{f}^j, & j > N \end{cases} \dots \dots (II-09)$

$$\text{calculer } :y_1 = \frac{\sum_{j=1}^k y^j f^j}{\sum_{j=1}^k f^j} \dots\dots(\text{ II-10})$$

et poser  $:y'_1 = y_1$

6. Si  $y'_1 \neq y_1$  aller à l'étape 6. Si  $y'_1 = y_1$ , arrêter et poser  $y_1 = y'_1$

7. Poser  $y_1 = y'_1$  et aller à l'étape 3.

**\*\*\*\*\*Le calcul de  $y_r$**

1. Discrétiser l'espace de sort  $Y$  en un nombre suffisant de points en choisissant comme segment les centroïdes des ensembles flous impliqués dans l'activation des règles.

2. Trier  $y^j$  dans un ordre croissant :  $y^1 \leq y^2 \leq \dots \leq y^k$

3. Initialiser  $f^j$  en prenant comme point de départ :  $f^j = \frac{f^j + \bar{f}^j}{2} \quad j = 1, \dots, k \dots\dots(\text{ II-11})$

$$\text{ensuite calculer } :y_r = \frac{\sum_{j=1}^k y^j f^j}{\sum_{j=1}^k f^j} \dots\dots(\text{ II-12})$$

et poser  $y'_r = y_r$

4. Trouver un point de commutation  $N (1 \leq N \leq k - 1)$  qui satisfait :  $y^k \leq y_r \leq y^{1+k}$

$$5. \text{ Pose } : f^j = \begin{cases} \bar{f}^j, & j < N \\ \underline{f}^j, & j > N \end{cases} \dots\dots(\text{ II-13})$$

$$\text{Calculer } : y_r = \frac{\sum_{j=1}^k y^j f^j}{\sum_{j=1}^k f^j} \dots\dots(\text{ II-14})$$

Et poser :  $y''_r = y_r$  aller à l'étape 6. Si  $y''_r = y'_r$ , arrêter et poser  $y_r = y''_r$

7. Poser  $y_r = y''_r$  et aller à l'étape 3 .

**II.3.4.4 défuzzification :**

Le type réduit ( II-08) sera déterminé par ses deux points extrêmes de droite et de gauche respectivement  $l y$  et  $r y$  . En appliquant le centre de gravité au type réduit, la sortie numérique

sera donnée par :

$$y = \frac{y_l + y_r}{2} \dots \dots \dots (II-15)$$

Contrairement aux systèmes flous type-1 où la sortie est caractérisée par un seul vecteur de fonctions de bases flous (FBF), un système flou type-2 est caractérisé par deux vecteurs de FBF.

Dans ce cas  $y_l$  peut être écrit comme suit :

$$y_l = \frac{\sum_{j=1}^k f_l^j y_l}{\sum_{j=1}^k f_l^j} = \sum_{j=1}^k y_l^j \xi_l^j = y_l^T \xi_l(x) \dots \dots \dots (II-16)$$

Où  $f_l^j$  désigne le degré d'activation (soit  $f_l^j$  ou  $\bar{f}_l^j$ ) contribuant au point extrême de gauche  $y_l$ ,

$\xi_l^j = \frac{f_l^j}{\sum_{j=1}^k f_l^j}$  sont les composantes du premier vecteur de FBF,  $\xi_l^T(x) = [\xi_l^1, \dots, \xi_l^k]$  et  $y_l^T = [y_l^1, \dots, y_l^k]$

De même,

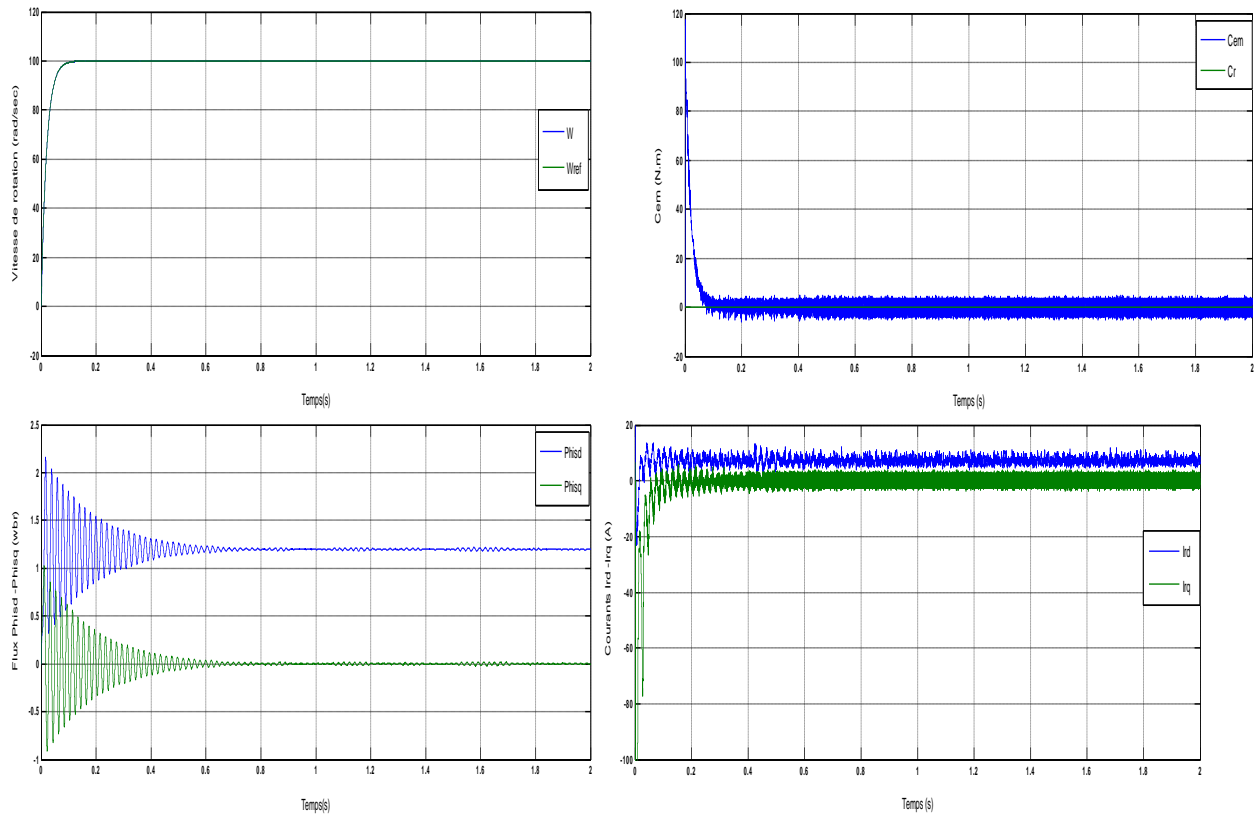
$$y_r = \frac{\sum_{j=1}^k f_r^j y_r}{\sum_{j=1}^k f_r^j} = \sum_{j=1}^k y_r^j \xi_r^j = y_r^T \xi_r(x) \dots \dots \dots (II-17)$$

Où  $f_r^j$  désigne le degré d'activation (soit  $f_r^j$  ou  $\bar{f}_r^j$ ) contribuant au point extrême de gauche  $y_r$ ,

$\xi_r^j = \frac{f_r^j}{\sum_{j=1}^k f_r^j}$  sont les composantes du premier vecteur de FBF,  $\xi_r^T(x) = [\xi_r^1, \dots, \xi_r^k]$  et  $y_r^T = [y_r^1, \dots, y_r^k]$  est la conclusion du système flou type-2.

Finalement, l'équation (I.25) après substitution de (I.26) et (I.27) peut être donnée par :

$$Y = \frac{y_l^T \xi_l + y_r^T \xi_r}{2} \dots \dots \dots (II-18)$$

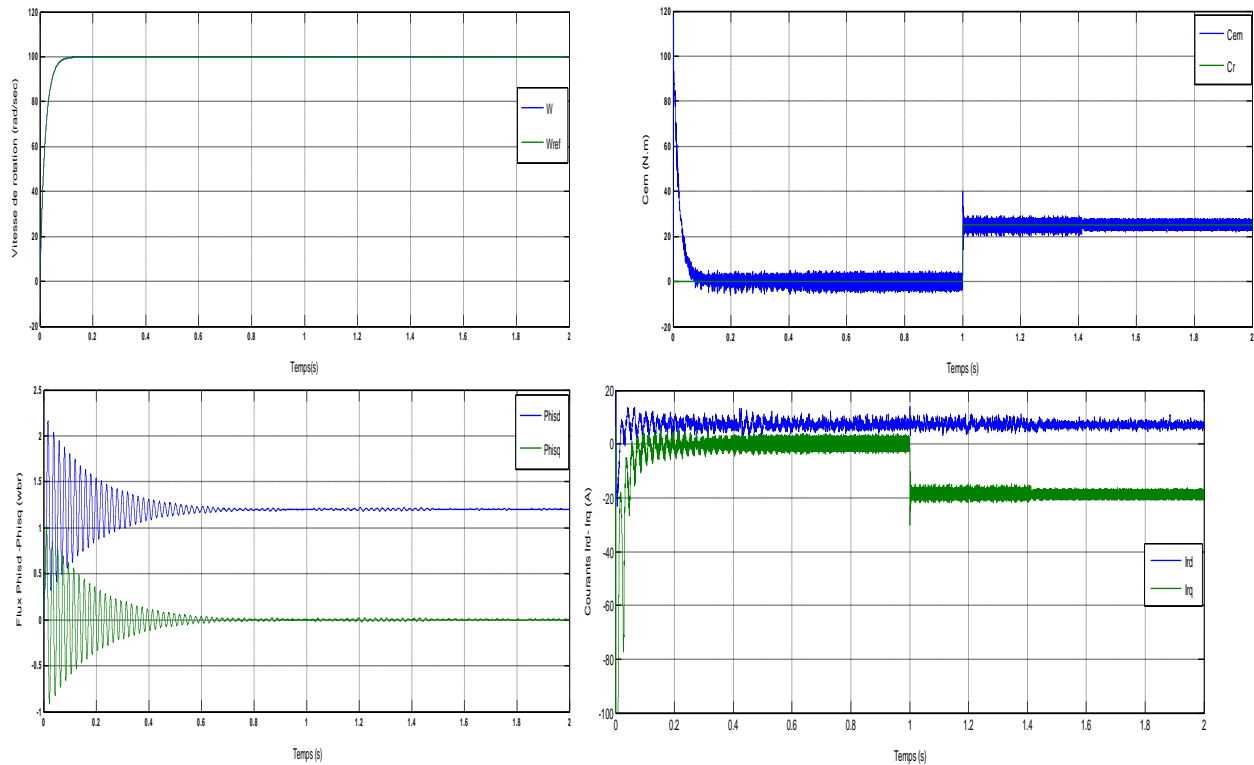


**Figure II.5.** Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par régulateur floue.

D'après les résultats de simulation ci-dessus on remarque l'amélioration de la réponse dynamique de la vitesse. Cette dernière atteint sa référence en un temps de réponse moins de 0.1 s qui est plus rapide de la réponse de régulateur PI classique presque 0.2s. aussi, l'allure du couple marque un pic de 110 N.m, D'autre part, on remarque une amélioration des autres réponses .

### II.3.5.1. Introduction d'un couple de charge

En appliquant un couple de charge de 25 N.m a l'instant =1s , la figure (3.9)present les Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un régulateur floue chargée par un couple de 25 N.m à t=1 s.

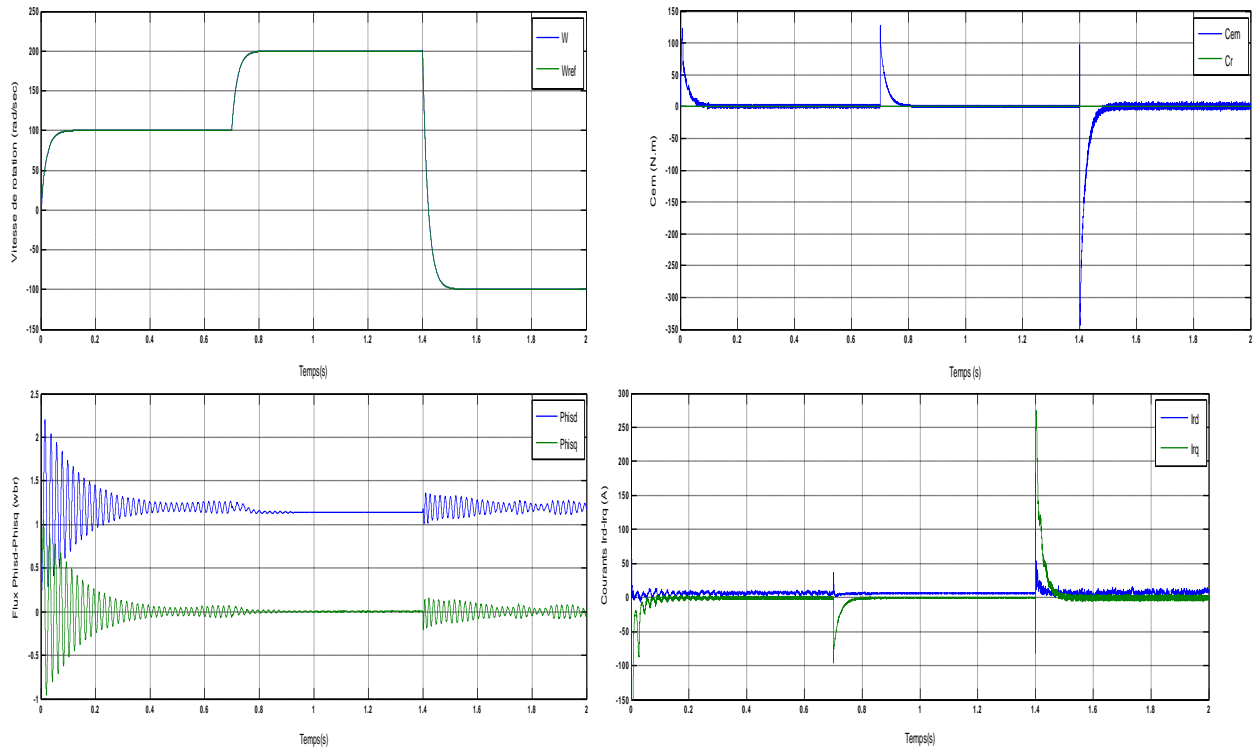


**Figure II.6.** Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un régulateur floue chargé par un couple de 25 N.m à  $t=1$  s.

D'après ces résultats de simulation, on remarque principalement que la vitesse reste insensible à l'introduction du couple de charge ce qui montre bien la robustesse du régulateur flou face à cette perturbation comparativement au régulateur PI classique, le couple atteint la valeur de couple de charge 25 N.m, et la composant en quadrature de courant rotorique porte la valeur -20 A. D'autre part les résultats présents une amélioration par rapport aux résultats du régulateur PI classique.

### II.3.5.2. Changement de consigne et inversion du sens de rotation

Dans ce cas, on a simulé le comportement dynamique de la MADA à flux statorique orienté au démarrage à vide pour une vitesse de référence  $\Omega = 100$  rad/s, suivi d'un changement de consigne de 100 rad/s à 200 rad/s à  $t=0.7$  s, puis une inversion du sens de rotation à  $-100$  rad/s à partir de  $t=1.4$  s.



**Figure II.7.** Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un régulateur floue pour différentes consignes de vitesse.

D'après la figure(3.10)qui présente les résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un régulateur floue pour différentes consignes de vitesse, on note que la vitesse suite sa consigne rapidement comparativement au PI classique et l'inversion du sens de rotation se fait sans dépassement. D'autre part, le couple électromagnétique marque des pics de 110 et -330 N.m pendant le changement de consigne et l'inversion du sens de rotation. Aussi, la réponse du composant en quadrature du courant rotorique marque des pics de -80 A et 250A. Le flux statorique marque des perturbations aussi.

## II.5. Conclusion

Ce chapitre a été dédié à l'introduction de la logique floue type-2, ou nous avons présenté le fondement théorique ainsi que les notions de base de cette logique. Cette logique est très efficace dans les circonstances où il est très difficile de déterminer des fonctions d'appartenances exactes pour un système flou, par conséquent, cette nouvelle logique nous permet de incorporer des incertitudes dans les règles, ce qui va agir positivement sur la sortie du système considéré. Par la suite on applique la commande par logique floue type-2 pour le réglage de la vitesse de la MADA et les résultats obtenus nous montrent effectivement une grande efficacité. Le temps de réponse et le dépassement sont toujours minimaux par rapport aux régulateurs de PI.

Les résultats enregistrés, nous ont permis de juger que cette commande présente une forte robustesse vis-à-vis la perturbation de charge.

Dans le chapitre trois nous allons présenter une autre technique de commande sur le réglage de la vitesse de la MADA, c'est la commande adaptative à modèle de référence (MRAC).

# **Chapitre III**

## **Commande adaptative à modèle de référence de la MADA**

### III.1.Introduction

Il est difficile de donner une définition précise à l'adaptation. Cependant, le sens retenu est de dire qu'un régulateur est adaptatif s'il peut modifier son comportement en réponse à des changements dans la dynamique du procédé ou des perturbations. Cette modification doit se faire d'une manière automatique, sans intervention externe. Le régulateur adaptatif, est défini par son aptitude à maintenir, dans ces conditions, un certain niveau de performance préalablement choisi. Lorsque le système de commande est non-linéaire et que les paramètres de son modèle de connaissance varient dans de grandes proportions, la commande adaptative est une alternative intéressante qui permet de prendre en compte ces problèmes.

### III.2.La commande adaptative par modèle de référence ou MRAC :

La commande adaptative directe à modèle de référence (MRAC) a été proposée pour la première fois en 1961, se basant sur la minimisation d'un indice de performance. C'est une approche connue généralement sous la règle de conception du MIT (méthode de gradient). La structure en boucle fermée du MRAC représentée par **la figure (III. 1)**, la différence entre la sortie du procédé et la sortie du modèle de référence est une mesure de la différence entre les performances réelles et les performances désirées. Cette information est ensuite utilisée par le mécanisme d'adaptation pour ajuster les paramètres du régulateur afin de faire tendre l'erreur de comportement ou l'erreur de poursuite de la trajectoire vers zéro. Cette technique demande souvent des algorithmes plus rapides et favorise une application en temps réel (cas de robots manipulateurs).

Des théories classiques comme celle de Lyapunov peuvent être employées pour atteindre ce but. La structure de la loi de commande est telle que le comportement du système bouclé soit stable et équivalent au modèle de référence, malgré la présence des dynamiques non modélisées et d'incertitudes paramétriques. Ce type de commande est appelé commande adaptative directe à modèle de référence.

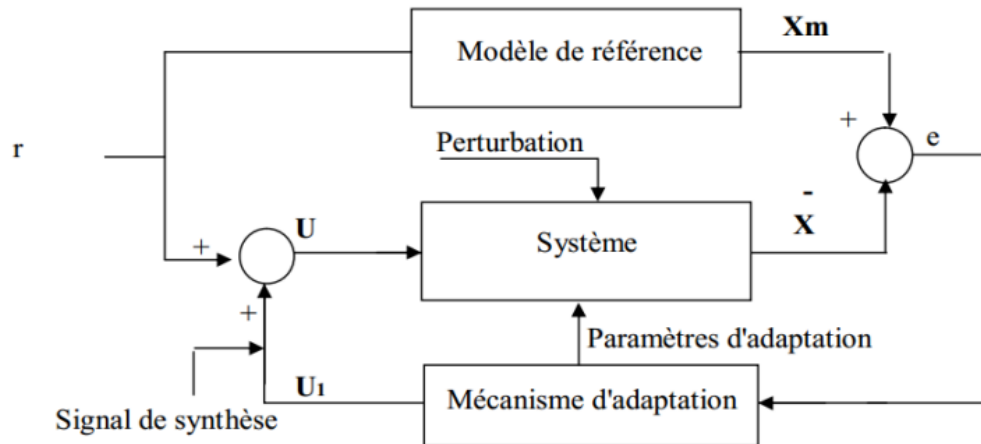


Figure III 1: Schéma de principe de la commande MRAC

### III.3.Principe du mécanisme d'adaptation

Avant de commencer l'étude et l'analyse de la commande adaptative à modèle de référence, il faut tenir compte de certaines hypothèses :

1. Le modèle de référence doit être un modèle du système linéaire invariant au cours du temps ;
2. Le modèle de référence et le système à commander doivent être de même ordre ;
3. Le vecteur d'état et de sortie sont mesurables ;
4. Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système ajustable dépendent seulement du mécanisme d'adaptation.

La sortie  $y_m(t)$  du modèle de référence est comparée avec la sortie  $y$  du processus à commander, l'écart entre deux sorties  $e(t) = y_m(t) - y(t)$  est un signal d'entrée pour le mécanisme d'adaptation qui doit modifier les paramètres du régulateur flou de telle façon à ce que cette erreur tend vers zéro.

Parmi les méthodes de synthèse des systèmes de commande adaptative des systèmes dynamiques continus, on distingue les méthodes d'adaptation locale et de stabilité ; on peut citer les méthodes de Lyapounov, d'hyper stabilité et du gradient.

### III.4. Description de la commande floue adaptative à modèle de référence

#### III.4.1. Modèle de la machine

Parmi plusieurs modèles qui ont été utilisés pour les machines électriques, on utilise le modèle avec le vecteur d'état d'ordre 2, la position angulaire et la vitesse du rotor sont exprimées suit:

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \Omega_m \dots\dots (III-01)$$

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (-K_f \Omega_m + C_{em} - C_r) \dots\dots (III-02)$$

En tenant compte de l'hypothèse d'égalité de l'ordre du système et celui du modèle de référence, ce dernier est écrit comme suit :

$$\frac{d\theta_{rm}}{dt} = \Omega_{rm} \dots\dots (III-03)$$

$$\frac{d\Omega_{rm}}{dt} = -a_{2m} \Omega_{rm} + b_m \Omega^* \dots\dots (III-04)$$

### III.5. Analyse de la stabilité

Pour prouver la stabilité de la dynamique en boucle fermée ( III-02), les hypothèses suivantes sont nécessaires :

– Le gain d'entrée  $\left(\frac{1}{J}\right)$  varie lentement avec le temps (c-à-d.  $\left(\frac{1}{J}\right)$  est constant durant l'adaptation des paramètres du régulateur flou). Le  $\left(\frac{1}{J}\right)$  est borné par  $0 < \underline{g} \leq \frac{1}{J} \leq \bar{g}$ , où  $\underline{g}$  et  $\bar{g}$  sont des constantes positives ;

– L'erreur d'approximation et la perturbation externe sont bornées par  $\bar{\zeta} \geq |\zeta|$  et  $\bar{C}_r \geq |C_r|$  respectivement.

On choisit la fonction de Lyapunov comme :

$$V = \frac{\gamma}{g(\gamma)} e^T P e + \sum_{i=1}^5 \tilde{\alpha}_i \tilde{\alpha}_i^T \dots\dots (III-05)$$

On dérive la fonction de Lyapunov par rapport au temps.

$$\dot{V} = \frac{\gamma}{g(\gamma)} (\dot{e}^T P e + e^T P \dot{e}) + 2 \sum_{i=1}^5 \tilde{\alpha}_i \dot{\tilde{\alpha}}_i^T \dots\dots (III-06)$$

La transposée de l'erreur exprimée par l'équation suivante :

$$\dot{e}^T = e^T A_m^T - \left[ \frac{1}{J} \sum_{i=1}^5 \xi_i \tilde{\alpha}_i z + \frac{1}{J} C_r + \frac{1}{J} u_s - \frac{1}{J} \zeta \right] B_c^T \dots\dots (III-07)$$

L'introduction de dans donne :

$$\dot{V} = \frac{\gamma}{g^{(j)}} [e^T (A_m^T P + P A_m) e - 2g^{(j)} \sum_{i=1}^5 \xi_i \tilde{a}_i z e^T B_c] - \frac{2\gamma}{g^{(j)}} [g^{(j)} u_s + g^{(j)} C_r - g^{(j)} \zeta] + 2 \sum_{i=1}^5 \tilde{a}_i \dot{\tilde{a}}_i^T \dots\dots (III-08)$$

La simplification de l'équation donne :

$$\dot{V} = \frac{\gamma}{g^{(j)}} (e^T Q e) + 2 \sum_{i=1}^5 \tilde{a}_i (\dot{\tilde{a}}_i^T - \gamma \xi_i z e^T P B_c) - 2\gamma [u_s + C_r - \zeta] e^T P B_c \dots\dots (III-09)$$

$$\text{Avec : } g^{(j)} = \frac{1}{j}$$

$P$  est une matrice symétrique définie positive, présente la solution de l'équation de Lyapunov.

$$A_m^T P + P A_m = -Q \dots\dots (III-10)$$

Le régulateur à structure variable donne une commande  $u_s$  définie par :

$$u_s = k_s \cdot \text{signe}(e^T P B_c) \dots\dots (III-11)$$

Selon l'équation ( III-10), les paramètres du régulateur flou sont ajustés suivant la loi intégrale :

$$\dot{a}_i = \gamma \xi_i B_c^T P e z^T \dots\dots (III-12)$$

On utilise le fait que  $\dot{\tilde{a}}_i = \dot{a}_i$  et (4.24) dans (4.21) devient :

$$\dot{V} = -\frac{\gamma}{g^{(j)}} (e^T Q e) - 2 \gamma [u_s + C_r - \zeta] |e^T P B_c| \dots\dots (III-13)$$

L'introduction du régulateur à structure variable (4.23) donne :

$$\dot{V} = -\frac{\gamma}{g^{(j)}} (e^T Q e) - 2 \gamma [k_s + (C_r - \zeta) \text{signe}(e^T P B_c)] |e^T P B_c| \dots\dots (III-14)$$

Le coefficient  $k_s$  est choisi tel que :

$$|k_s| \geq |C_r - \zeta|$$

La valeur minimale de  $k_s$  est :

$$|k_s| \geq \bar{C}_r - \bar{\zeta}$$

D'après ( III-12) et ( III-13), le second terme de ( III-14) est négatif, il montre que la dérivée de la fonction de Lyapunov est toujours négative.

$$\dot{V} \leq -\frac{\gamma}{g^{(j)}} (e^T Q e) \dots\dots (III-15)$$

### III.6 Application de la commande adaptative à modèle référence à la MADA

Dans cette partie nous allons établir une commande adaptative à modèle de référence basé sur un contrôle vectoriel appliqué à une machine asynchrone, cette étude est même en exploitant la théorie de l'hyperstabilité.

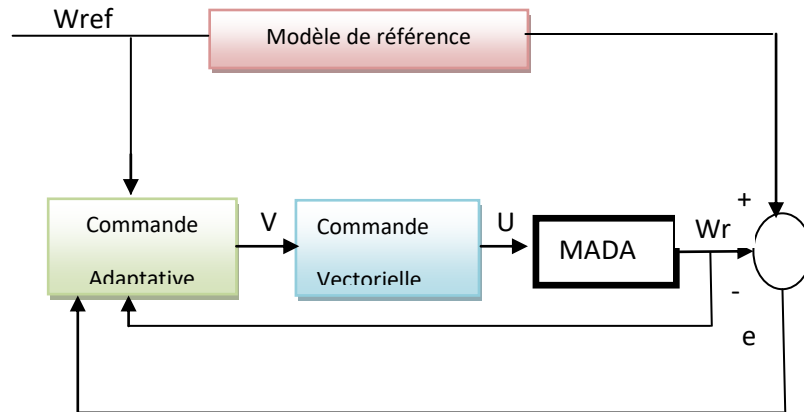


Figure III 2. Schéma bloc de la commande adaptative pour MADA

Le système est décrit par l'équation suivant :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f\omega_r = C_{em} - C_r \quad \dots\dots(III-16)$$

Le modèle de référence pour le système linéaire du premier ordre est donné par la figure

$$\frac{J}{K} \frac{d\omega_m}{dt} + \omega_m = \omega_{Réf} \quad \dots\dots(III-16)$$

$$e = \omega_m - \omega_r \quad \dots\dots(III-17)$$

Alors on peut formuler une commande adaptative de la MADA basée sur un contrôle vectoriel commandé par les variables  $(I_{sd}, I_{sq})$ . La loi de commande  $U$  et  $\omega_{Réf}$  sont considérées comme référence de commande.

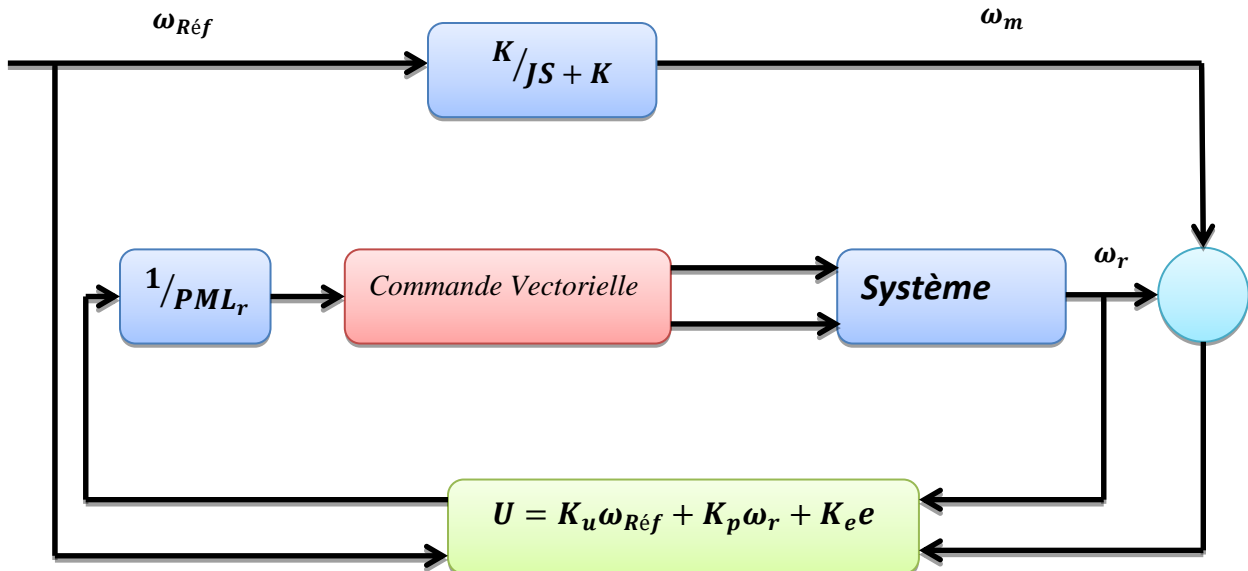
La loi de commande  $U$  est donnée par :

$$U = K_u \cdot \omega_{Réf} + K_p \cdot \omega_r + K_e \cdot e \dots \dots \dots (III-18)$$

Avec les valeurs de  $K_u$  et  $K_p$  sont :

$$K_p(e, t) = \int_0^t \alpha \cdot y \cdot \omega_r \cdot dt + \beta \cdot y \cdot \omega_r \dots \dots \dots (III-19)$$

$$K_u(e, t) = \int_0^t \alpha \cdot y \cdot \omega_{Réf} \cdot dt + \beta \cdot y \cdot \omega_{Réf} \dots \dots \dots (III-20)$$



A noter que les gains utilisés dans le cas de la commande vectorielle sont constants et dépendent uniquement des paramètres de la machine étudiée. Par contre en commande adaptative, ces gains ne seront plus fonction des paramètres de la machine, mais auront une forme générale qui peuvent être utilisée pour toutes les machine dont les paramètres  $\alpha$  et  $\beta$  sont des constantes.

L'expression de  $y$  est données par :

$$y = C_{11}(\omega_m - \omega_r) \dots \dots \dots (III-21)$$

$C_{11}$  : est une constante positive.

Pour notre machine, on a utilisé les gains  $K_u$  et  $K_p$  dont les paramètres  $\alpha$  et  $\beta$  sont donne par simulation.

D'après les résultats du démarrage à vide ci-dessus, on remarque que :

La vitesse suit la grandeur de référence (100 rad/s) sans dépassement avec un bon temps de réponse de ( $< 0.2$  s);

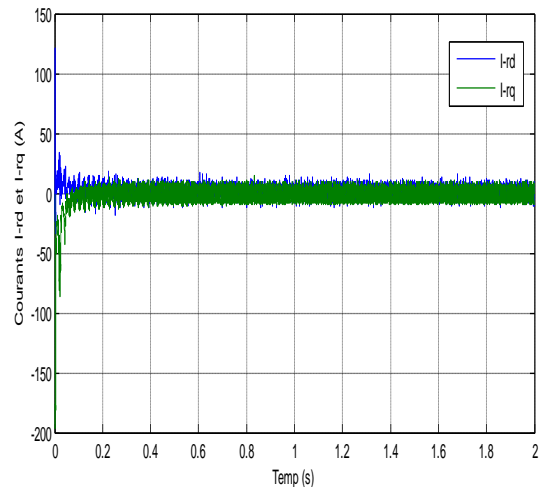
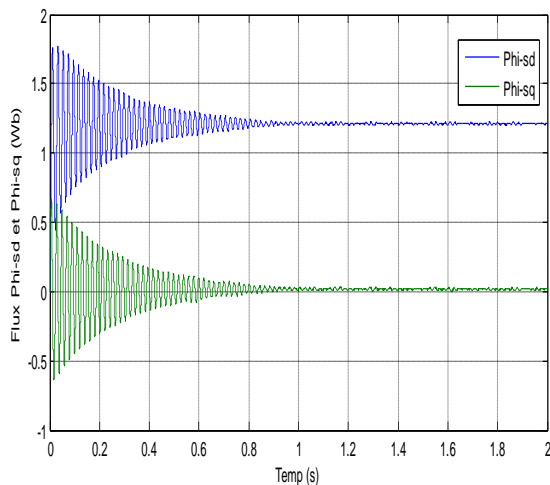
.4. Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par la technique de la commande adaptative à modèle référence

Le couple électromagnétique au régime transitoire marque un pic de 120 N.m puis diminue pour équilibrer le couple des frottements en régime établi ;

Pour les flux statoriques après un régime transitoire elle devient stable, La composante directe du flux statorique suit presque sa valeur de référence qui est de 1.2Wb et la composante en quadrature prend quasiment sa valeur nulle imposée par la condition d'orientation du flux statorique ;

- Les courants statoriques marquent un pic au démarrage puis restent stable en régime permanent  $I_{rd}=0A$  et  $I_{rq}=0A$ .

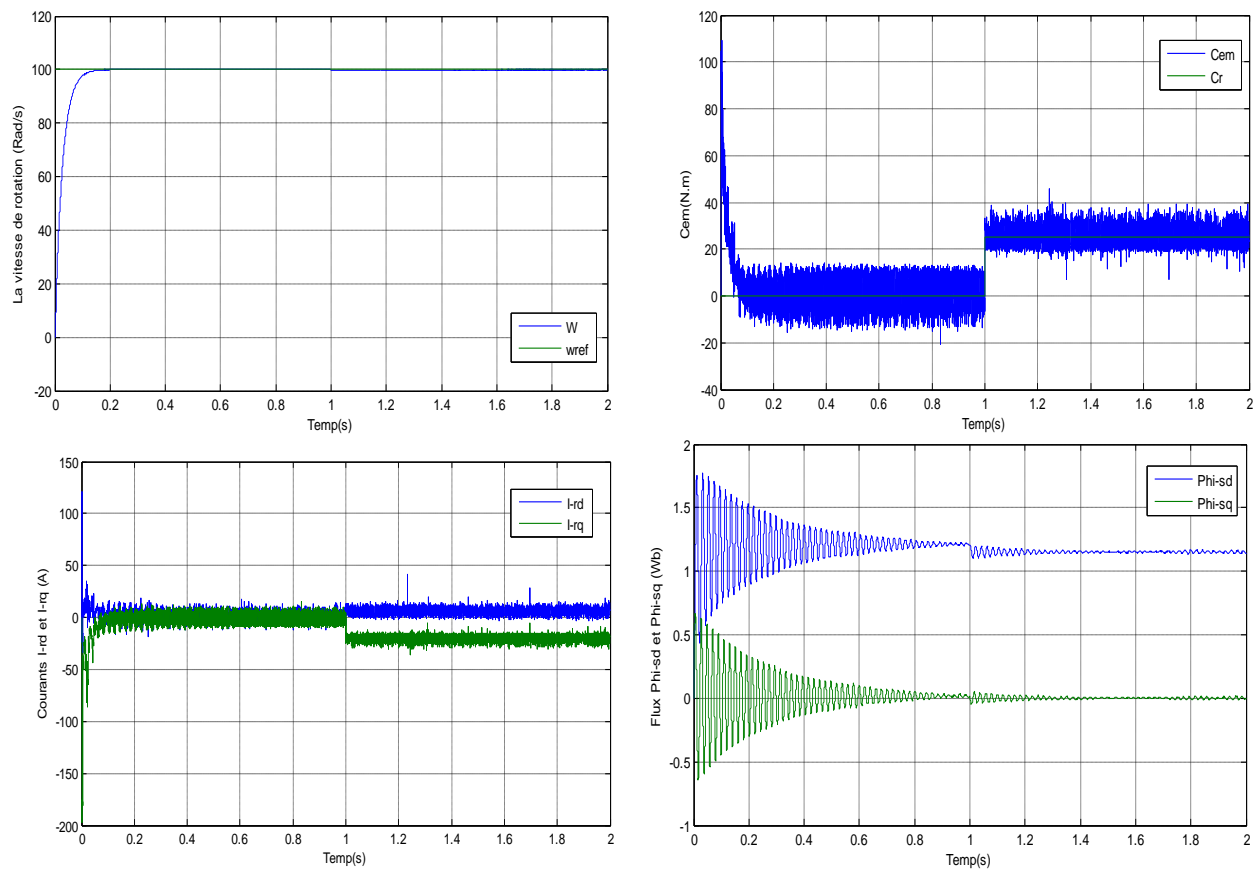
### III.6.1 Introduction d'un couple de charge



**En appliquant un couple de charge de 25 N.m à l'instant  $t=1s$ , on obtient les résultats de simulation représentés ci-dessous.**

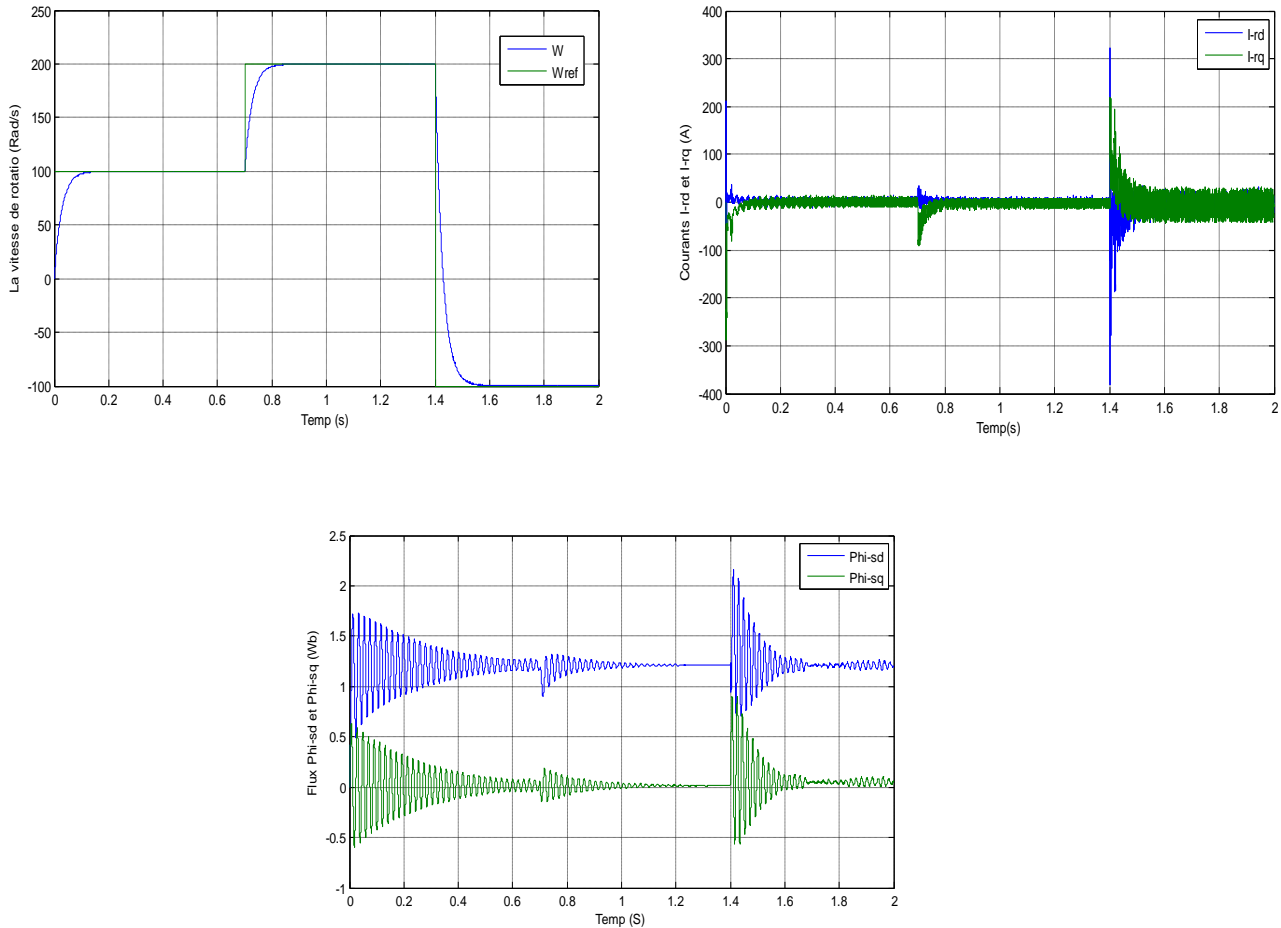
**2.**Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par la technique de commande adaptative à modèle référence chargée par un couple de 25 N.m à  $t=1 s$

D'après ces résultats de simulation, on remarque pour la variation de charge, la vitesse suit bien sa référence (100 rad/s) sans dépassement. D'autre part, le couple électromagnétique au démarrage marque un pic de 120 N.m, lors de l'application du couple de charge afin d'équilibrer cette charge et le couple des frottements à la fois. En conséquence, le flux statorique devient stable après un régime transitoire, mais lors de l'application du charge elle présente une faible perturbation, la composant quadrature du courant présente une chute, mais la composant direct ne présente aucun changement.



### III.6.2 Changement de consigne et inversion du sens de rotation

3. Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par la technique de la commande adaptative à modèle



référence pour différentes consignes de vitesse

D'après la figure(3.7)qui present les Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par la technique de la commande adaptative à modèle référence pour différentes consignes de vitesse , on note que la vitesse suit sa consigne rapidement comparativement au PI classique et l'inversion du sens de rotation se fait sans dépassement.

D'autre part, le couple électromagnétique marque des pics de 100 et -400 N.m pendant le changement de consigne et l'inversion du sens de rotation. aussi, la réponse du composant quadrature de courant rotorique marque des pics de -350 A et 200A, le flux statorique marque

des perturbations après le changement de consigne ou l'inversion de vitesse .

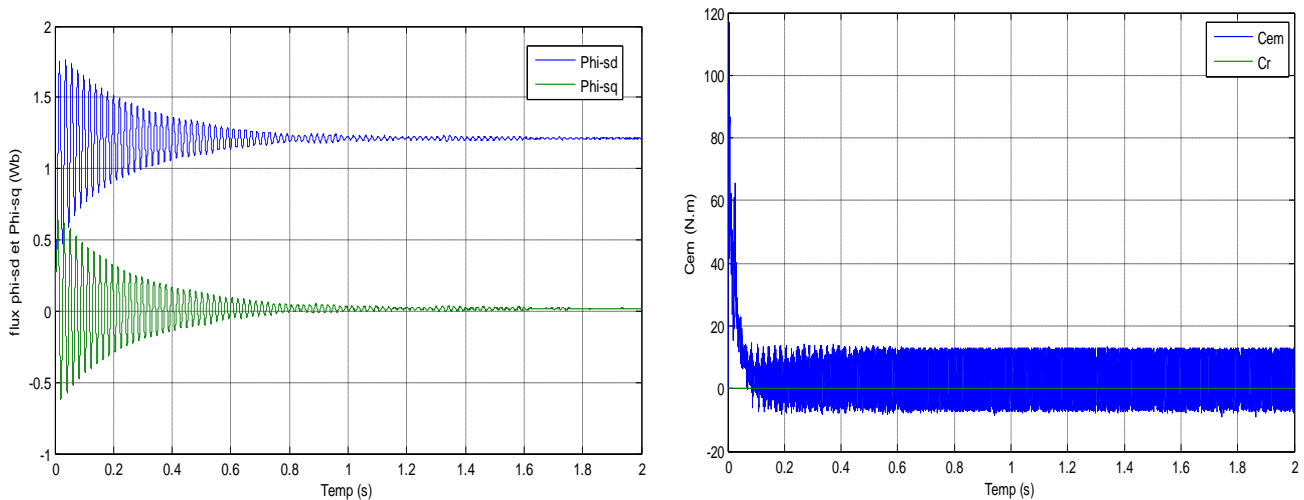
### III.7.1 Test de robustesse

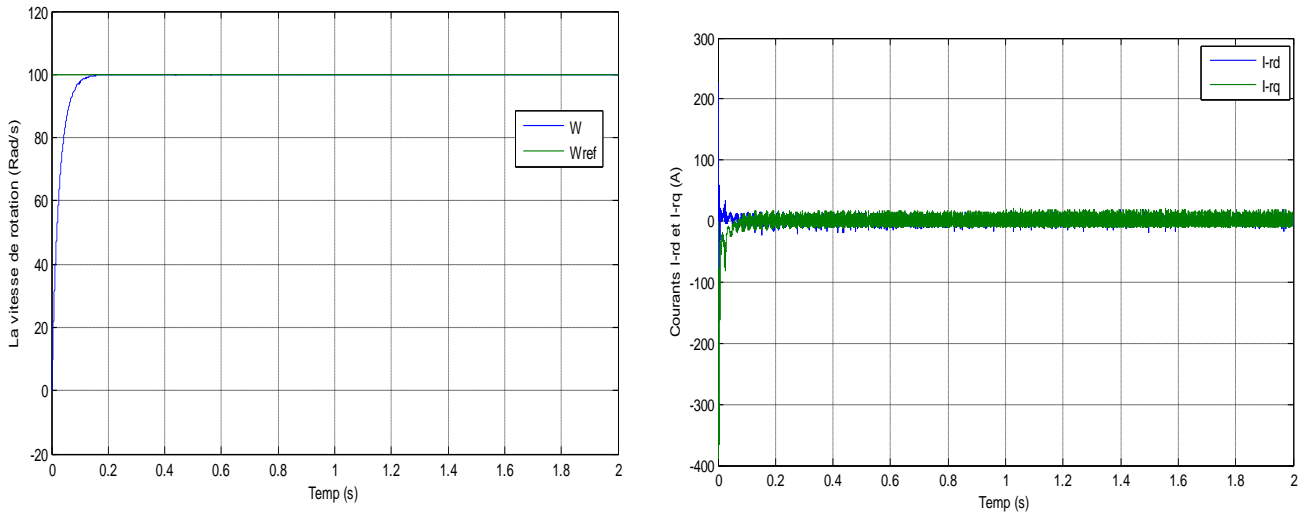
L'essai de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de la commande vectorielle par la technique de la commande adaptative à modèle référence, pour bien comparée entre la commande adaptative à modèle référence et un régulateur PI classique on a choisie l'inductance rotorique .

### III.7.2 Variation de l'inductance rotorique $L_r$

La figure (3.8) représente les résultats de simulation de la dynamique de vitesse réglée par un régulateur floue, du couple et des composantes du flux statorique et des courants rotorique de la MADA, on a appliqué le même teste la commande adaptative à modèle de référence, on entraine le processus normalement et a  $t=1s$ , on applique une variation sur l'inductance rotorique de -10%.

A partir de ces résultats, aucune influence apparaît au niveau de la réponse de la vitesse, De plus, le couple et les composants de courant manifeste des fluctuations. On peut dire que la commande vectorielle de la vitesse à base de la commande adaptative à modèle référence est robuste à la variation d'inductance rotorique.





**Figure.III.4.**Résultats de simulation d'Influence de la variation de l'inductance rotorique  $L_r$  de -10%

### III.8. Conclusion

Parmi plusieurs stratégies de commande adaptative, les systèmes de commande adaptative à modèle de référence (MRAC) jouent un rôle important, leur objectif est de concevoir un modèle de référence qui convient aux performances désirées d'un système en boucle fermée.

On peut conclure à partir de ce chapitre que la commande adaptative à modèle de référence (MRAC) basée sur le critère de l'hyperstabilité montre les bonnes performances et permettant d'avoir une stabilité garantie par principe de conception lors de la poursuite d'une référence et lors de régulation face aux perturbations ce qui conduit à préserver le découplage entre le couple et le flux.

# **Conclusion générale**

## Conclusion général

---

Le travail présenté dans ce mémoire, fait la synthèse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) alimentée en tension à base des systèmes flous type 2 et adaptative à modèle de référence.

Dans un premier temps, une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients a été présentée. Afin de mieux maîtriser la machine, le deuxième point a été consacré à la modélisation de cette dernière, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, Ce modèle a été validé en simulation.

La technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA peut maîtriser la difficulté de son réglage. Elle permet d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique et améliore la dynamique de la vitesse. L'association de la commande vectorielle à un régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance. Mais ce dernier peut perdre sa robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure.

Dans le but d'améliorer les performances du système et éliminer les inconvénients principaux de la commande précédente à savoir la faible robustesse de la commande vectorielle, le deuxième chapitre a été dédié à la commande de la MADA par la logique floue type 2. Les résultats de simulation obtenus mettent bien en évidence les performances de cette technique de commande, et ils ont montré la supériorité des régulateurs flous type-2 par rapport aux régulateur PI.

A partir de la comparaison des résultats présentée au cours de ce travail, nous avons amenée conclure que le régulateur flou type-2 est un choix acceptable pour les systèmes d'entraînement nécessitant des réglages rapides, précis et moins sensibles aux perturbations extérieures.

Nous avons fini notre étude par une synthèse d'une commande à modèle de référence, les résultats de simulation montrent que la commande MRAC permet de maintenir le découplage entre le flux et le couple en présence de variation de couple de charge et de vitesse, et a une bonne réponse à la perturbation.

Cependant, nous avons été contraints de laisser inachevés certains travaux qu'il serait intéressant de poursuivre :

## Conclusion général

---

- Application des techniques de réglage de l'automatique moderne à savoir la commande non linéaire, la fusion des réseaux de neurones avec les techniques flous, commande backstepping, commande hybride glissante-backsteppingetc...
- Développement des algorithmes de commande par d'autres techniques de l'intelligence artificielle.

# **Références bibliographiques**

## Référence et bibliographie

---

- [1] , CHEKIMA Djamel «Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue » Mémoire de Fin d'Etudes, Soutenu 23-24 Juin 2014. Université d'EL-Oued.
- [2] , Mr. MESAI AHMED HAMZA Mr. NADIR KAIS” Commande de la machine asynchrone à double alimentation – apport des techniques de l’intelligence artificielle” Soutenu en: Juin 2017.UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES.
- [3] , EL HELLA OTHMANE DAMENE AISSA « Etude de stratégies de commande pour la régulation des courants »Soutenu le 26-06-2013.
- [4] GHANI MAMA, DIHMANE FATIMA « COMMANDE VECTORILLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMONTATION PAR LA LOGIQUE FLOUE », Soutenu le : 24/05/2017. UNIVERSITE d’ADRAR.
- [5],RABAH SADAOUI” ANALYSE ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION” soutenue AVRIL 2017.Université du Québec à Trois-Rivières.
- [6] : Mr. MESAI AHMED HAMZA Mr. NADIR KAIS” Commande de la machine asynchrone à double alimentation – apport des techniques de l’intelligence artificielle” Soutenu en: Juin 2017.UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES.
- [7] : EL HELLA OTHMANE DAMENE AISSA « Etude de stratégies de commande pour la régulation des courants »Soutenu le 26-06-2013.
- [8]:BEKAKRA YUCEF” Etude et Commande du Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées”, Soutenu le 14 / 06 /2010. Centre Universitaire d’El-oued Institut de Sciences et Technologies.
- [9] ,Melle GHANI MAMA Melle DIHMANE FATIMA « COMMANDE VECTORILLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMONTATION PAR LA LOGIQUE FLOUE », Soutenu le : 24/05/2017. UNIVERSITE d’ADRAR
- [10]RAHMOUNI Mouhamed Lamin «Commande adaptative de la MADA » Mémoire de Fin d'Etudes, 2014. Université de Sétif 1.
- [11] : RABAH SADAOUI” ANALYSE ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION” soutenue AVRIL 2017.Université du Québec à Trois-Rivières.
- [12] : CHEKIMA Djamel «Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue » Mémoire de Fin d'Etudes, Soutenu 23-24 Juin 2014. Université d'EL-Oued.
- [13]ZAHER Mohamed ;SAIDANI Mahmoud;MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION ; *soutenu publiquement le 25 septembre 2017* ;;UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU
- [14]M.ZIDANI Mohamed Yazid ;CONTRIBUTION A LA COMMANDE D’UN MADA APPORT DES TECHNIQUE D’INTELLIGENCE ARTIFICIELLE. Thèse de doctorat ;Université MOSTEFA BEN BOULAID.

## Référence et bibliographie

---

[15] T.Belkacem ;modélisation et commande floue optimisée d'une génératrice à double alimentation ,application à un système Eolien à vitesse variable ,mémoire de magister ;université Batna.

[16] Hichem TEBANI ;Yasser TOURI ; COMMANDE VECTORIELLE EN

PUISSANCE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION;*soutenu publiquement le 22 septembre 2016* ; UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU

[17] AMOUCHAS Nabil - BOUTALEB Amine ; Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI ; 2015/2016 ; Université M'Hamed Bougera, Boumerdes.

[18]ZOGHAB Samir , MARIR Fares ;commande par logique floue type -2 de la machine asynchrone a double alimentation, soutenu le 09-09-2020, université Abbès Laghrour khenchela .

## Annexes

### ANNEXE A

#### Paramètres de la MADA :

Paramètres	Valeurs
Résistance statorique	1.75 $\Omega$
Résistance rotorique	1.68 $\Omega$
Inductance statorique	0.295H
Inductance rotorique	0.104H
Inductance Mutuelle	0.165H
Inertie du moteur	0.0426KG.M2
Coefficient de frottement	0.0027 N.m/Rad/s
Nombre de paires de pôles	2
Vitesse nominale	157rad/sec

### ملخص:

تعرض الأطروحة المقدمة لدراسة التحكم في الماكثنة اللامتزامنة مضاعفة التغذية بواسطة المنطق الغامض 2 والسيطرة على التكيف النموذج المرجعي بعد ما قدمنا نبذة حول الماكثنة اللامتزامنة مضاعفة التغذية و طرق استعمالها سواء لثمرك أو لثمولد للطاقة الكهربائية. قمنا بإيجاد الصيغة الرياضية للماكثنة و ذلك لتسهيل تطبيق التحكم الشعاعي الذي يركز أساسا على ضابط تناسبي و تكاملي بمبدأ أفلاسيكي. وبعد استعمال هذا الأخير لاحظنا عدم كفاءته في المجال الديناميكي المؤقت وكذا في حالت غير اتقي الماكثنة ولذلك لجأنا إلى استخدام طرق أخرى تعتمد على تقنية المنطق الغامض 2 والسيطرة على التكيف النموذج المرجعي هذه التقنيات الأخيرة جلبت تحسنت معتبرة في التحكم في هذه الماكثنة و قد عرضنا النتائج المفصلة لكل تقنية لمقارنتها بالتقنيات الأخرى.

**كلمات مفتاحية:**ماكثنة لا مترامنة مضاعفة التغذية،التحكم الشعاعي،السيطرة على التكيف النموذج المرجعي.

### Résumé :

Ce mémoire présente une étude par simulation de la commande de la vitesse d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) à flux statorique orienté par la technique de commande floue type 2 et adaptative dont les enroulements rotoriques sont reliés à un onduleur de tensions à Modulation de Largeur d'impulsion indépendants et le stator est alimentée par le réseau. Après avoir présenté la modélisation de l'ensembles MADA– Convertisseur, nous avons abordé la commande vectorielle de la MADA par orientation du flux statorique, on a utilisé un régulateur de vitesse de type PI classique puis un régulateur flou type 2 et finalement un régulateur adaptatif à modèle de référence, Les résultats de simulations par Matlab/simulink , des tests de robustesse et une comparions entre elles seront présentés.

**Mots Clés :** Machine asynchrone à double alimentation (MADA),Commande vectorielle par orientation de flux statorique, régulation PI, flou type 2, contrôleur adaptatif à modèle de référence.