

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la
Recherche Scientifique
Université Mostefa Ben Boulaïd- Batna 2
Faculté de Technologie
Département d'électrotechnique



Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de
doctorat LMD en Électrotechnique

Option : COMMANDE DES SYSTÈMES ÉLECTRIQUES

Thème

**Contribution à la commande d'un
MADA.
Apport des techniques de l'intelligence
artificielle.**

Présentée par :
M. ZIDANI Mohamed Yazid

Devant le jury composé de :

Président : ABDESSEMED Rachid	Prof.	Université Batna2
Rapporteur : NACERI Farid	Prof.	Université Batna2
Co-rapporteur : YOUB Lamia	Prof.	Université Batna2
Examineur : DIB Abderrahmane	Prof.	Université d'O.E.B
Examineur : BENAGGOUNE Saïd	Prof.	Université Batna2

Année académique : 2018 / 2019

Remerciements

Cette recherche n'aurait pas vu le jour sans la précieuse collaboration de certaines personnes qui ont su me guider dans les différentes étapes du travail et qui m'ont appuyé depuis le début.

Je remercie tout d'abord mes directeurs de thèse qui ont accepté de me diriger pour cette recherche. Grâce à leur disponibilité, leurs conseils et leurs remarques, la réalisation de cette thèse a abouti à sa fin.

- *Monsieur NACERI Farid, Professeur à l'université Mostefa Ben Boulaïd - Batna 2 / Algérie.*
- *Madame YOUB Lamia, Professeure à l'université Mostefa Ben Boulaïd - Batna 2 / Algérie.*

Mes vifs remerciements vont aux membres du jury qui m'ont fait l'honneur de lire et d'évaluer ce travail.

Je remercie de façon particulière tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à ma formation et qui m'ont toujours aidé et soutenu.

Un grand merci à Monsieur GHOUALI Salim, enseignant au département de Sciences et Technologie à l'université Mostefa Ben Boulaïd - Batna 2, pour ses conseils, ses encouragements et surtout son aide si précieuse.

J'aimerais également exprimer ma gratitude à mon épouse qui a su m'aider et me supporter moralement pendant la réalisation de ce travail.

À tous ceux qui m'ont aidé, je vous remercie profondément.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

À MA MÈRE

Que Dieu la garde

À celui qui m'a éduqué

À celui qui représente pour moi l'exemple de l'honnêteté, de la simplicité et de la persévérance dans le travail.

À MON PÈRE

Que Dieu l'accueille en son vaste paradis.

À mon épouse qui m'a toujours encouragé et accompagné tout au long de ce travail de recherche, pour sa patience sans faille, son aide et son appui.

À mon bout de chou Mohamed Mejd.

À mes sœurs et mes frères.

À tous les membres de ma belle-famille.

À mes amis et collègues.

Mohamed Yazid alias Karim

Résumé

Afin de garder la robustesse des techniques de commande, sans pour autant détériorer les performances du système, plusieurs approches ont été développées. Ces approches concernent la combinaison de différentes techniques de commandes pour obtenir les meilleures performances. L'objectif de ce travail est de proposer des commandes intelligentes à une machine à induction à double alimentation (MADA) en utilisant les contrôleurs tout en introduisant les techniques de l'Intelligence Artificielle dont le but est d'améliorer les performances de la machine. Toutes les simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel MATLAB / Simulink pour valider les résultats théoriques.

Les résultats de la simulation pour différents scénarios montrent les performances élevées du contrôle proposé en termes d'efficacité du pilotage, de précision, de rapidité et de stabilité pour un fonctionnement à vitesse variable.

Mots clés : MADA – commande vectorielle – Intelligence Artificielle

Abstract

In order to keep the robustness of the control techniques, without deteriorating the performance of the system several approaches have been developed. These approaches involve the combination of different control techniques to achieve the best performance. The objective of this work is to provide intelligent controls to a doubly fed induction machine (DFIM) using controllers while introducing artificial intelligence techniques that aim to improve machine performance. Several simulations have been done using the MATLAB/Simulink software in order to validate the theoretical results.

The simulation results for various scenarios show the high performances of the proposed control in terms of piloting effectiveness, precision, rapidity and stability for the operating at variable speeds.

Keywords: DFIM - vector control - Artificial Intelligence

ملخص

من أجل الحفاظ على متانة تقنيات التحكم، دون تدهور أداء النظام تم تطوير العديد من الأساليب. تتضمن هذه الأساليب مزيجا من تقنيات التحكم المختلفة لتحقيق أفضل أداء. الهدف من هذا العمل هو اقتراح أدوات تحكم ذكية لآلة ماكنة لا متزامنة مضاعفة التغذية (MADA) باستخدام وحدات التحكم مع إدخال

تقنيات الذكاء الاصطناعي التي تهدف إلى تحسين أداء الماكينة. تم إجراء العديد من عمليات المحاكاة باستخدام برنامج MATLAB / Simulink للتحقق من صحة النتائج النظرية. تظهر نتائج المحاكاة لسيناريوهات مختلفة الأداء العالي للتحكم المقترح من حيث فعالية التوجيه والدقة والسرعة والاستقرار للعمل بسرعة متغيرة. الكلمات المفتاحية: مكنة لا متزامنة مضاعفة التغذية (MADA) -التحكم الشعاعي - الذكاء الاصطناعي.

Notations et abréviations utilisées

1. Notations utilisées

Symbole	Sa signification
s	Grandeur statorique
r	Grandeur rotorique
S	Opérateur de Laplace
D	Indices des composantes directes
Q	Indices des composantes en quadrature
R_s	Résistance d'une phase du stator
R_r	Résistance d'une phase du rotor
T_s	Constante du temps statorique
T_r	Constante du temps rotorique
t_m	temps de montée
t_r	Temps de réponse
L_s	Inductance propre du stator
L_r	Inductance propre du rotor
M_{sr}	Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor
Φ_s	Flux statorique
Φ_r	Flux rotorique
Σ	Coefficient de dispersion de Blondel
ω_s	Vitesses angulaires électriques statorique
ω_r	Vitesses angulaires électriques rotorique
P	Nombre de paires de pôle
Ω	Vitesse mécanique
θ_s	Angles électriques statoriques
θ_r	Angles électriques rotoriques
V_s	Tension statorique
V_r	Tension rotorique
I_s	Courant statorique
I_r	Courant rotorique
P	Puissance active

Q	Puissance réactive
Cem	Couple électromagnétique
Cr	Couple résistant
C ^{*e}	Couple de référence
réf	Indice indiquant la référence (la consigne)
f	Coefficient de frottements
J	Moment d'inertie
p	Nombre de paires de pôles

2. Abréviations utilisées

Symbole	Sa signification
MAS	Machine Asynchrone
DFAM	Doubly Fed Asynchronous Machine
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
GADA	Génératrice Asynchrone à Double Alimentation
DFAG	Doubly Fed Asynchronous Generator
MLI	Modulation de la Largeur d'Impulsion
SMC	Sliding Mode Control
PI	Proportionnel-Intégral
CLF	Contrôleur à Logique Floue
FLC	Fuzzy Logic Controller
IA	Intelligence Artificiel
FOC	Field Oriented Control
DFOC	Direct Field Oriented Control
IFOC	Indirect Field Oriented Control
MCC	Machine à Courant Continu
NNC	Neural Network Controller
PSO	Particle Swarm Optimization

Table des matières

INTRODUCTION GÉNÉRALE	10
CHAPITRE I : État de l'art	
I.1. Introduction	15
I.2. Présentation de la machine asynchrone à double alimentation	15
I.3. Description du fonctionnement de la MADA.....	16
I.3.1. Structure de la machine	16
I.4. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation...17	
I.5. Modes de fonctionnement de la MADA	17
I.5.1. Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone	18
I.5.2. Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone	18
I.5.3. Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone	19
I.5.4. Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone	19
I.6. Configuration du mode de fonctionnement et stratégie de commande de la MADA.....	20
I.6.1. Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur	20
I.6.2. Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs	23
I.6.3. Fonctionnement en génératrice	27
I.7. Avantages et inconvénients de la MADA	31
I.7.1. Avantages de la MADA	31
I.7.2. Inconvénients de la MADA	32
I.8. Domaines d'application de la MADA	32
I.9. Conclusion	33
CHAPITRE II : Modélisation et commande vectorielle de la MADA	35
II.1 Introduction	35
II.2 Modélisation de la Machines Asynchrone à Double Alimentation	35
II.3 Modèle effectif de la MADA	36
II.4 Équations électriques de la MADA	37
II.5 Application de la transformation de Park à la MADA	39
II.6 Mise en équation de la MADA dans le repère de PARK	41
II.6.1 Équations des tensions	41
II.6.2 Équations des flux	42
II.6.3 Choix du référentiel	43

II.6.4 Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park	45
II.7 Modèle de la MADA dans le repère de Park sous forme d'état	45
II.7.1 Caractéristiques d'un système de commande de MADA	47
II.7.2 Problèmes rencontrés dans la commande de la MADA	48
II.8 Commande Vectorielle de la MADA	48
II.8.1 Généralités sur la commande vectorielle	48
II.8.2 Principes de la commande vectorielle	49
II.8.3 Variantes de la commande vectorielle	50
II.8.4 Procédés d'orientation du flux	51
II.8.5 Commande vectorielle par orientation du flux rotorique	51
II.8.5.1 Méthode directe de la commande vectorielle	53
II.8.5.2 Méthode indirecte de la commande vectorielle	54
II.8.5.3 Comparaison entre les méthodes directe et indirecte	56
II.9. Mise en œuvre de la commande vectorielle indirecte de la MADA	56
II.9.1 Magnétisation de la MADA	56
II.9.2. Contrôle des courants et les termes de compensation	58
II.9.2.1. Méthodes existantes	58
a. Première méthode	58
b. Deuxième méthode	60
c. Troisième méthode	61
II.9.3. Commande vectorielle avec découplage par compensation	63
II.9.4 Calcul des correcteurs	65
II.9.4.1 Correcteurs des courants statoriques	65
II.9.4.2 Correcteurs des courants rotoriques	66
II.9.4.3 Correcteurs du flux	67
II.10. Régulation de la vitesse de la MADA	68
II.10.1 Synthèse du correcteur PI de vitesse	69
II.11. Simulation et interprétation des résultats	71
II.11.1 Schéma de régulation de la vitesse de la MADA	71
II.11.2 Résultats de simulation	71
II.11.3 Interprétation des résultats	74
II.11.3.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de charge	74
II.11.4 Tests de robustesse	75

II.11.4.1 Inversion du sens de rotation suivi d'une suppression de charge	75
II.11.4.2 Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique et statorique	75
II.12 Conclusion	76
CHAPITRE III : Commande par logique floue de la MADA	79
III.1 Introduction	79
III.2 Historique de la logique floue	79
III.3 Domaines d'application de la logique floue	80
III.4 Généralités sur la théorie du contrôle par la logique floue	81
III.4.1 Principe et définition de la logique floue	81
III.4.2 Les Bases de la commande floue	82
III.4.2.1 Ensembles flous	82
III.4.2.2 Les fonctions d'appartenance	82
III.4.2.3 Opérateurs de la logique floue	83
a) Opérateur OU	84
b) Opérateur ET	84
c) Opérateur NON	85
III.4.2.4 Règles floues	86
III.5 Structure générale d'un contrôleur flou	86
III.5.1 Interface de fuzzification	87
III.5.2 Base de connaissances	87
III.5.3 Mécanisme d'inférence	87
a) Méthode d'inférence MAX-MIN	88
b) Méthode d'inférence Max-Produit	88
c) Méthode d'inférence Somme-Produit	89
III.5.4 Interface de défuzzification	89
a) Méthode du maximum	89
b) Méthode de la moyenne des maxima	89
c) Méthode du centre de gravité	89
III.6 Architecture d'une commande floue	90
III.7 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue	91
III.8 Application de la logique floue à la MADA	91
III.9 Synthèse du régulateur flou de la vitesse	92

III.10 Résultats de simulation	94
II.11 Interprétation des résultats	99
III.11.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction du couple de charge	99
III.11.2 Tests de robustesse	100
a) Inversion du sens de rotation	100
b) Robustesse vis-à-vis les variations de la résistance rotorique et statorique	100
III.12 Conclusion	101
Chapitre IV : Commande par réseaux de neurones de la MADA	103
IV. 1 Introduction	103
IV. 2 Historique des réseaux de neurones	103
IV. 3 Les types de neurones	107
IV.4 Définition du neurone formel	108
VI.5 Les réseaux de neurones	108
IV.6 Choix du nombre d'unités cachées	109
IV.7 Propriétés des réseaux de neurones	110
IV.8 Élément de base des réseaux de neurones	111
IV.8.1 Fonctions de transfert	112
IV.9 Processus d'apprentissage	113
IV.9.1 L'apprentissage de Widrow-Hoff	114
IV.10 Rétro propagation	115
IV. 11 Régulation de la vitesse par des réseaux de neurones	115
IV.12 Résultats de simulation	116
IV.13 Interprétation des résultats	118
IV.13.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction du couple de charge ...	118
IV.13.2 Tests de robustesse	119
a) Inversion du sens de rotation	119
b) Robustesse vis-à-vis les variations de la résistance rotorique et statorique	119
IV.15 Conclusion	120

CHAPITRE V : Étude comparative	122
V.1 Introduction	122
V.2 Comparaison des trois types de contrôleurs	122
V.2.1 Commande avec boucle de vitesse	122
a) Comparaison au niveau du démarrage à vide suivi d'une introduction de charge	123
b) Comparaison au niveau de l'inversion du sens de rotation suivi d'une suppression du couple de charge	126
c) Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique ...	128
Conclusion	130
CONCLUSION GÉNÉRALE	133
BIBLIOGRAPHIE.....	137
ANNEXES	151
Annexe A	151
A.1 Paramètres de simulation pour la MADA	151
Annexe B	152
B.1 Déroulement de l'algorithme	152
B.2 Paramètres du régulateur PI et RLF par PSO.....	153

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Depuis la découverte des moteurs électriques du plus petit de la montre à quartz de très faibles puissances (μW), au moteur de navire de plus d'un million de chevaux, les moteurs ont trouvé d'innombrables applications dans les domaines les plus divers. Chaque type de moteur possède ses caractéristiques propres qui permettent de l'adapter à une application ou à une autre.

Le moteur asynchrone à rotor bobiné doublement alimenté (désormais désigné par MADA) fait l'objet de notre recherche. Ce type de moteurs s'avère plus coûteux que le moteur à cage d'écureuil, plus volumineux (plus de cuivre), utilise des balais et nécessite plus de convertisseurs. Mais l'intérêt est dû aux degrés de liberté qu'il offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor ou bien les deux à la fois et ceci constitue un avantage principal surtout dans les domaines de l'entraînement et de la génération à vitesse variable. 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.

La réalisation d'un entraînement à vitesse variable fait appel à la commande. Parmi les techniques de commande actuellement appliquées aux machines asynchrones, nous pouvons citer : la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple et la commande non linéaire...etc.

En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles et parmi ces commandes la commande vectorielle (FOC) qui est l'évolution du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes transitoires.

Le fait que pour un contrôle vectoriel, les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique.

Afin d'obtenir avec la machine asynchrone à double alimentation des performances semblables à celles de la machine à courant continu (MCC), il est nécessaire d'appliquer la commande vectorielle par orientation du flux afin d'assurer le contrôle du flux et celui du courant générant le couple électromagnétique.

La commande vectorielle basée sur les régulateurs classiques (réglage à action proportionnelle, intégrale et dérivée), ne permet pas dans tous les cas de maîtriser les régimes transitoires, et en général, les variations paramétriques de la machine. Le fait qui a conduit d'autres chercheurs à trouver des commandes aussi performantes et moins coûteuses. Ces efforts ont été récompensés par l'introduction des commandes modernes comme l'intelligence artificielle qui s'adapte mieux avec ses exigences et qui sont moins sensibles et robustes.

L'intelligence artificielle (IA) est apparue en 1950, c'est une branche de l'informatique qui traite la reproduction par la machine de certains aspects de l'intelligence humaine tel qu'apprendre à partir d'une expérience passée à reconnaître des formes complexes et à effectuer des déductions [1].

Les résultats les plus aboutis de l'intelligence artificielle concernent la résolution de problèmes complexes dans un domaine délimité de compétences.

En revanche, l'Intelligence Artificielle (IA) tels que la logique floue, réseaux de neurones et neuro-flou offre des outils totalement découplés de la structure du système, ne nécessitant pas la modélisation préalable de ce dernier et permettant un suivi temps réel de son évolution.

Par ailleurs, le raisonnement en ligne fait que l'approche de l'Intelligence Artificielle est plus robuste à des changements de modes opératoires, comme pour les systèmes ayant plusieurs configurations ou étant obligés de changer régulièrement de configuration. Cette approche s'avère par conséquent évolutive [2].

Les réseaux de neurones peuvent fournir une solution intéressante pour des problématiques de contrôle des systèmes non linéaires. En effet, leur utilisation ne nécessite pas l'existence d'une modélisation formelle de ces systèmes. Par ailleurs, leurs capacités de mémorisation, d'apprentissage, d'adaptation et le parallélisme du calcul représentent des fonctions très utiles à tout système complexe [3-4].

Objectifs de la thèse

Ce projet consiste à étudier des techniques modernes de haute performance dans la commande pour résoudre le problème de robustesse :

- Robustesse à la variation des conditions de travail : changement de charge et inversement du sens de rotation ;
- Robustesse à la variation des paramètres de machines : résistances rotorique et statorique.

Ainsi, dans le cadre de cette étude nous avons choisi de travailler sous environnement Matlab / Simulink. Notre thèse sera structurée comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à la présentation de l'état de l'art des machines asynchrones à double alimentation à travers une étude bibliographique. Nous allons étudier leurs principes de fonctionnement et évaluer les avantages et les performances apportés par ces machines dans les différents domaines d'application. En plus, une classification des différents types de ces machines sera présentée.

Le deuxième chapitre portera sur la modélisation de la MADA et la présentation de la technique de la commande vectorielle appliquée au flux rotorique dotée d'un régulateur proportionnel intégrateur (PI) classique de vitesse. Les performances de cette commande vectorielle seront montrées par des résultats de simulation.

Le troisième chapitre sera consacré à l'apport de l'intelligence artificielle par l'application de la commande par la logique floue en remplaçant le régulateur classique de type PI par le régulateur flou-PI pour avoir d'autres performances de la MADA. En fin de ce chapitre, nous nous intéresserons à l'étude de la robustesse du système étudié vis-à-vis des variations paramétriques de la machine.

Le quatrième chapitre traitera la commande neuronale où nous allons présenter de façon générale les réseaux de neurones à couches dans les limites de ce qui nous concerne. Les principes de base de la commande et du réglage par des réseaux de neurones seront ensuite étudiés. La commande par des réseaux de neurones sera finalement appliquée pour concevoir un régulateur de vitesse.

Le cinquième chapitre présentera une étude comparative entre les trois méthodes de commande du MADA et à ce stade, nous essayerons de positionner chaque technique du point de vue performances dynamiques et statiques vis-à-vis des variations paramétriques et mécaniques de la machine.

Enfin, notre travail sera clôturé par une conclusion générale qui devrait permettre d'ouvrir de nouvelles perspectives.

Chapitre I : État de l'art

CHAPITRE I : État de l'art

I.1. Introduction

Avant d'entamer la commande de la machine asynchrone doublement alimentée, un état de l'art des travaux, s'intéressant à l'ensemble MADA-Convertisseurs utilisé dans différentes applications, s'impose.

Le bilan de cette synthèse bibliographique nous permettra de dégager les principaux points qui ont contribué à l'étude de la MADA, de situer notre recherche par rapport à d'autres recherches ayant déjà existé et de définir les axes de notre travail vers lesquels nous allons l'orienter.

À partir de nos différentes lectures, nous avons remarqué qu'actuellement un grand intérêt est accordé à la machine doublement alimentée pour diverses applications en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime. Ainsi dans cet état de l'art, nous nous intéressons à deux thèmes différents :

Le premier thème, qui fait l'objet de nos travaux, s'intéresse au fonctionnement du moteur où la MADA est alimentée par deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor. En effet, les travaux présents dans la littérature montrent les bonnes performances de cette machine dans ce mode de fonctionnement. Ces travaux concernent principalement les stratégies de commande.

Le deuxième thème est consacré à la sûreté du fonctionnement de la commande. Cet axe de recherche est très important parce qu'il s'intéresse à la continuité du fonctionnement des systèmes de commande même en présence des variations dans les paramètres de la machine. Ce domaine est largement traité en bibliographie par les chercheurs.

I.2. Présentation de la machine asynchrone à double alimentation

La première apparition de cette machine date de l'année 1899 [5] ; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [6].

La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures ; elle présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone ou synchrone). Son rotor est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [5], [7].

La figure suivante représente la structure de la machine asynchrone à double alimentation.

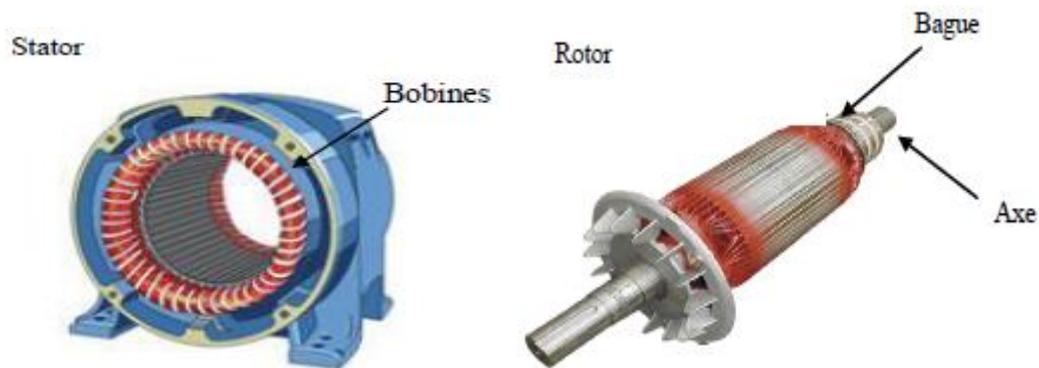


Figure I.1 Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs autonomes en général.

I.3. Description du fonctionnement de la MADA

I.3.1. Structure de la machine

Une MADA a un stator identique à celui d'une machine asynchrone à cage ou d'une machine synchrone. C'est le rotor qui diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques.

On peut voir sur la figure I.2 que les enroulements rotoriques sont connectés en étoile et les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants (balais bagues collectrices) permettant d'avoir accès aux tensions et courants du rotor [8].

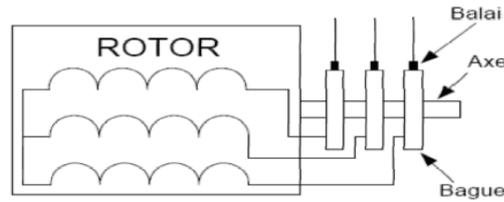


Figure I.2 Principe du rotor bobiné.

I.4. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation

En admettant que l'enroulement statorique de la machine à double alimentation est connecté directement au réseau, que l'enroulement rotorique triphasé est relié à un convertisseur de puissance bidirectionnel à travers un système balais-bagues et que les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, la vitesse angulaire de rotation du rotor sera définie par [71] :

$$\omega_m = \omega_s \pm \omega_r; \omega_m = p\Omega \quad \text{I.1}$$

Le signe positif (+) dans l'équation (I.1) signifie que le champ tournant créé par les enroulements du stator tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du rotor ($\omega_m < \omega_s$), le signe négatif (-) signifie que les champs tournants créés par les enroulements du stator et du rotor tournent dans des sens opposés [71].

La relation qui lie la fréquence du stator à celle du rotor est donnée par [71] :

$$f_s = f_r + f_m \quad \text{I.2}$$

Avec f_m la fréquence de rotation du rotor.

Dans ce cas, le glissement g est défini par : $g = \frac{f_r}{f_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$

D'après l'équation du glissement, on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement de la MADA [71].

I.5. Modes de fonctionnement de la MADA

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode fonctionnement moteur ou générateur.

Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [8].

I.5.1. Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone

La figure I.3 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [8].

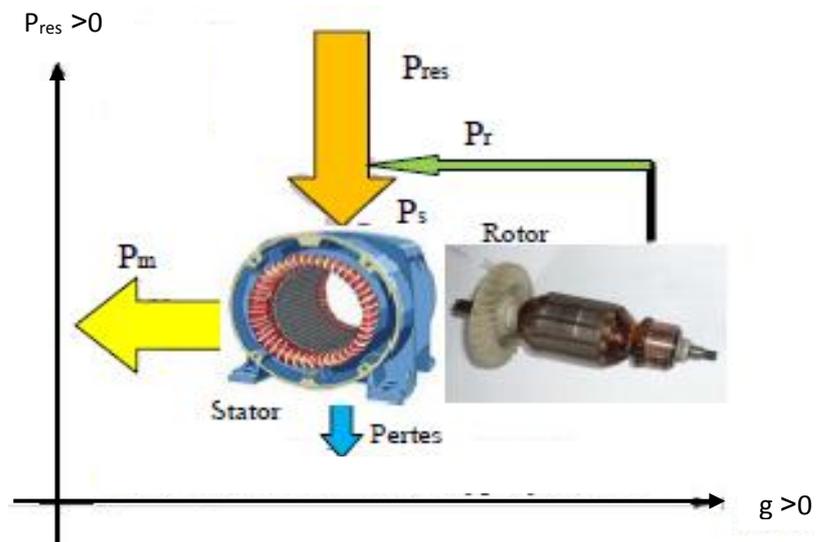


Figure I.3 fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.

I.5.2. Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone

La figure I.4 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement [8].

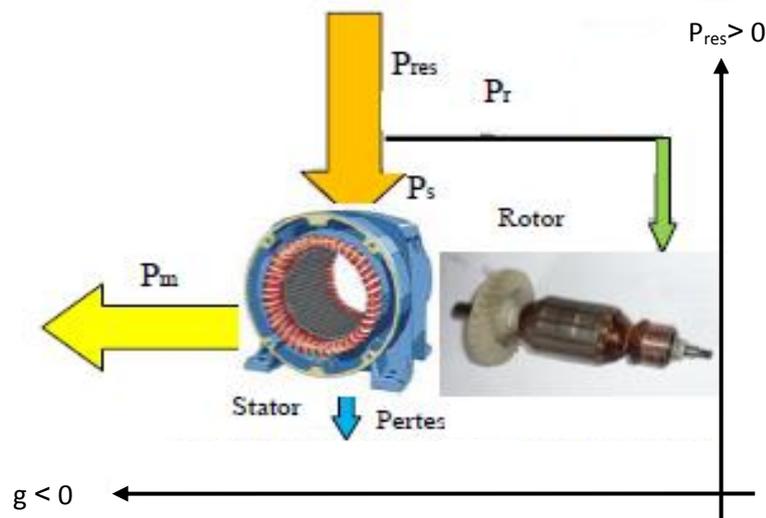


Figure I.4 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.

I.5.3. Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone

La figure I.5 montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode fonctionnement [8].

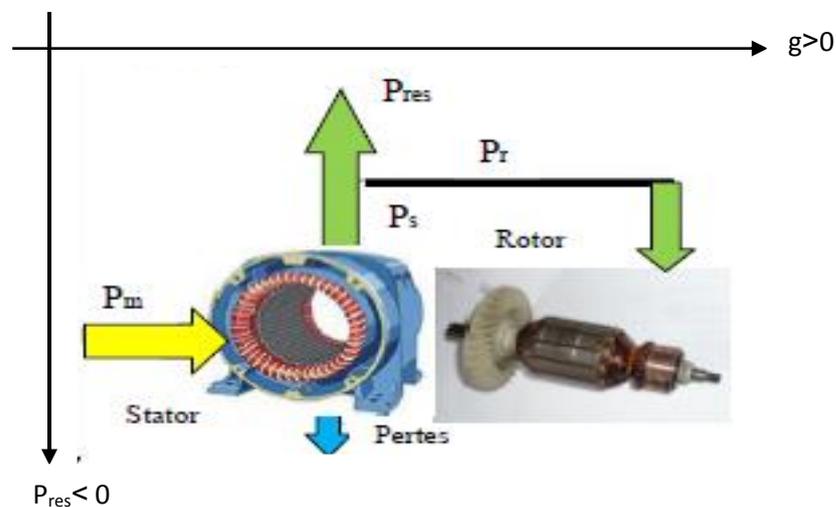


Figure I.5 Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone.

I.5.4. Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone

La figure I.6 montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse synchronisme. La

machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en joule dans le rotor [8].

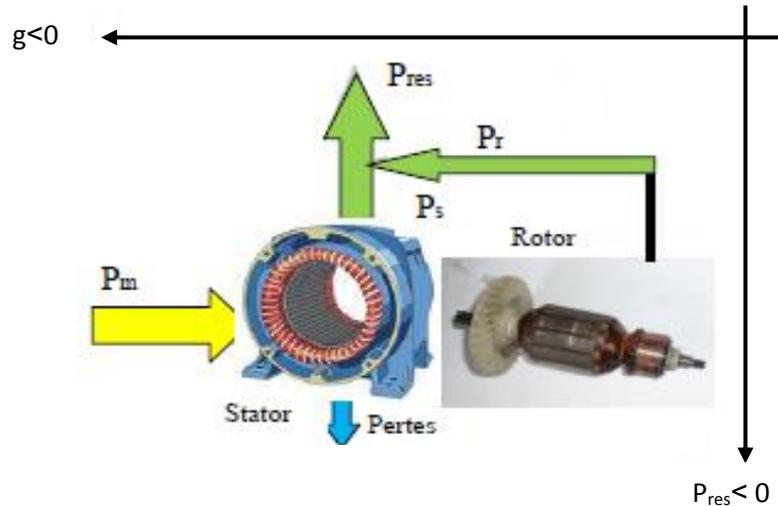


Figure I.6 Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone.

On peut donc remarquer que la MADA a deux principaux avantages sur la machine à cage classique : la production de puissance électrique quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper synchronisme) et la récupération de la puissance de glissement [8]. Par ailleurs, la MADA grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de reconfiguration du mode de fonctionnement de la machine.

I.6. Configuration du mode de fonctionnement et stratégie de commande de la MADA

Dans cette partie, nous allons présenter trois configurations du mode de fonctionnement de la MADA. Pour chaque configuration nous allons exposer les travaux de recherches des auteurs concentrés sur le type d'alimentation et la stratégie de commande utilisée.

I.6.1. Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur

Dans ce type de fonctionnement dit MADA simple, le stator est relié au réseau à fréquence et tension constantes, tandis que le rotor est relié à son propre convertisseur qui peut être un cyclo-convertisseur ou un onduleur. Cette solution permet de réduire fortement la puissance du convertisseur. La figure (I.7) présente le schéma de principe de cette catégorie de la MADA.

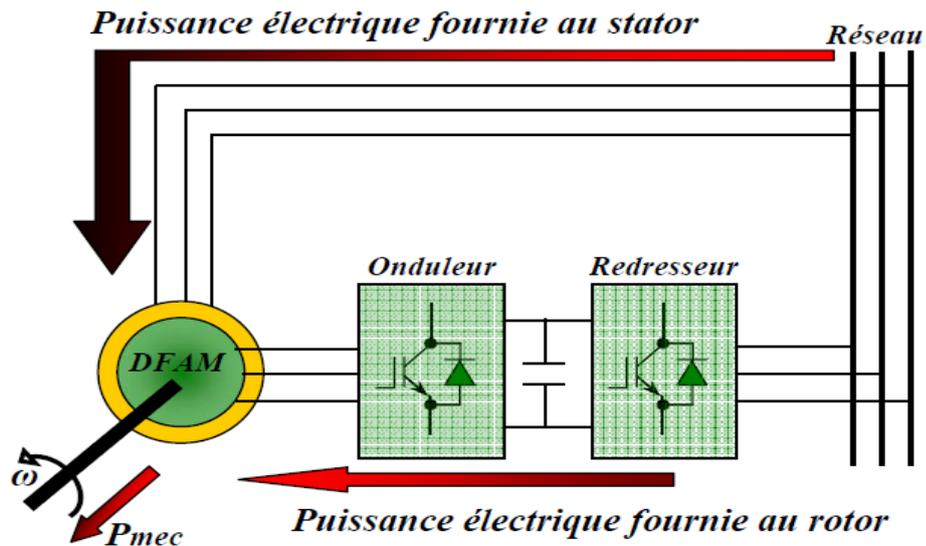


Fig. I.7. Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par un seul convertisseur

[9], propose l'étude d'une MADA dans un fonctionnement en mode moteur et vise des applications nécessitant une variation de la vitesse de rotation. Cet auteur fournit deux manières pour déterminer l'angle de rotation du repère tournant (orienté suivant le flux au stator) mais dans le cas où le capteur de position est absent : la première est basée sur la mesure et l'expression des courants statoriques dans le repère tournant, la deuxième nécessite la mesure des puissances active et réactive statoriques. Des résultats expérimentaux valident son travail.

Dans sa configuration [10], utilise un onduleur à trois niveaux pour alimenter le rotor de la MADA. Cet onduleur pilote la machine pour qu'elle soit utilisable aux usines de pompage et d'extraction. Sa proposition repose sur deux avantages majeurs : la réduction du nombre de transformateurs à utiliser et le facteur de puissance unitaire assuré par l'onduleur à trois niveaux. Ses conclusions sont appuyées à l'aide des résultats de simulations des régimes transitoires montrant les courants, tensions, couple et vitesse.

Les travaux de [11] et [12] sont très proches, ils ont retenu la stratégie de contrôle basée sur le champ orienté en introduisant un courant magnétisant proportionnel au flux d'entrefer. Le repère tournant est aligné avec le flux d'entrefer. Les simulations effectuées montrent de fortes oscillations du flux lors des variations de charge. Pour y remédier, les auteurs ajoutent une compensation de l'oscillation du flux basée sur une estimation de ce dernier. Des nouvelles simulations prouvent une

nette amélioration de la réponse du flux et du couple aussi. Afin d'améliorer les performances dynamiques du système, les auteurs définissent une relation liant la dérivée du flux d'entrefer au courant rotorique suivant l'axe d . Comme la dynamique de ce courant influence la dynamique du flux, c'est là qu'ils centrent leur action afin de compenser les oscillations du flux observées.

Dans, [13] [14], propose une étude des performances d'une MADA en régime permanent en vue des applications à vitesse variable. Le rotor est alimenté par un cyclo-convertisseur commandé en courant. Comme stratégie de commande, l'auteur choisit d'aligner l'axe d du repère tournant avec le courant rotorique. Il introduit l'angle de déphasage de la tension au stator par rapport à son repère, qu'il nomme angle de charge. Il impose par la suite le contrôle de cet angle et celui des courants rotoriques.

L'expression analytique du couple développé est subdivisée en deux parties : la première est celle du courant rotorique et la deuxième est celle de l'interaction entre les alimentations rotor et stator. Les résultats expérimentaux, représentant la vitesse, le courant rotorique, la force contre-électromotrice et le couple de charge, montrent que les variations de l'angle de charge sont limitées sous risque d'instabilité.

Dans [15], cherche à rendre le couple dépendant uniquement des courants rotoriques et non de la vitesse. Les variables de contrôle sont le couple et la puissance réactive. L'auteur s'intéresse aux régimes transitoires. Quelques résultats expérimentaux viennent confirmer les simulations. Dans une autre étude [16], et afin d'améliorer les performances dynamiques et statiques de la machine, l'auteur propose l'analyse de l'influence du couplage dû aux courants de l'axe opposé au sein des termes de compensation relatifs aux équations rotoriques. Il compare enfin ces résultats par rapport aux précédents.

Dans [17] [18] [19], ASMAR accomplit une étude générale des machines symétriques à double alimentation en régime permanent. Il a montré quelques montages particuliers comme étant des applications de cette étude : cascade hypo synchrone, machine bi-synchrone à fréquence variable et association de plusieurs machines en différentiel électrique. Les résultats expérimentaux obtenus mettent en évidence l'intérêt et les diverses possibilités de fonctionnement de la MADA.

AKPINAR étudie, [20] [21] [22] [23] [24], le fonctionnement de la cascade hypo synchrone en boucles ouverte et fermée. L'étude en boucle ouverte est basée sur un modèle de la machine où les grandeurs statoriques sont ramenées à un repère fixe par rapport au rotor. Le redresseur et l'onduleur sont modélisés afin de tenir compte des imperfections, ondulations et harmoniques. Les résultats de simulation sont confirmés expérimentalement. En boucle fermée, l'auteur cherche la linéarisation autour du point de fonctionnement. Les résultats expérimentaux concordent avec les prévisions théoriques avec une erreur de 15% sur le couple et le courant. Une étude particulière a été consacrée aux régimes transitoires lors du démarrage.

Dans [25] [26], RUPPER propose une méthode de commande de la machine à rotor bobiné qui consiste à alimenter le rotor en tension. L'orientation de la tension et du courant rotoriques est obtenue par un convertisseur de type cascade et un régulateur *PI*. Les simulations montrent que les meilleures performances sont obtenues lorsque le courant est en retard par rapport à la tension.

I.6.2. Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

- Deux cyclo-convertisseurs.
- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la figure I.8.
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun.

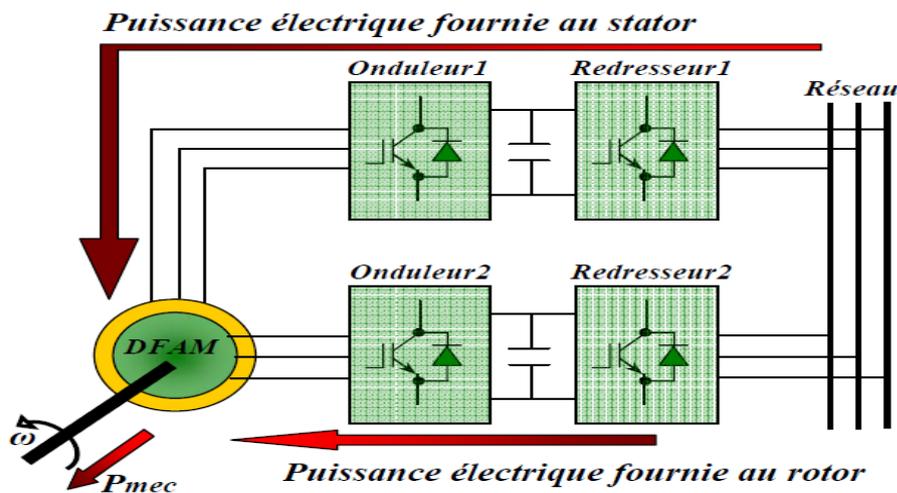


Fig. I.8. Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par deux convertisseurs

RABAH SADAoui [27] s'intéresse à une étude qui présente des stratégies linéaires de contrôle appliquées à l'asservissement en vitesse d'une MADA dont les enroulements statorique et rotorique sont reliés à des onduleurs de tensions à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Dans cette optique une commande vectorielle est mise en œuvre pour réaliser un certain découplage entre le stator et le rotor afin que l'expression du couple soit similaire à celle du couple de la machine à courant continu. Cette commande est élaborée et testée en synthétisant trois types de régulateurs : un régulateur Proportionnel- Intégral (PI) et un régulateur de type RST et un régulateur basé sur la commande par la logique floue. Les performances du dispositif sont analysées et comparées par simulation en termes performances et de robustesse face aux variations paramétriques de la machine.

BROWN dans [28] [29] étudie une MADA alimentée par deux cyclo-convertisseurs (Figure I.4). Il présente un fonctionnement dans les quatre quadrants en précisant le fonctionnement hypo et hyper synchrone. Il adopte le contrôle vectoriel pour la commande. Ses objectifs consistent à minimiser les harmoniques du couple en agissant sur la fréquence du stator et à assurer un synchronisme des champs tournants en contrôlant les phases des tensions statorique et rotorique.

MASMOUDI dans son article [30], établit une MADA avec deux alimentations variables et indépendantes : l'une au stator, l'autre au rotor. Il centre son intérêt aux échanges énergétiques entre les enroulements rotoriques et statoriques dans l'entrefer. Il en fait un bilan pour les fonctionnements en moteur, en générateur ou en frein. L'auteur propose enfin une étude de la stabilité en analysant les valeurs propres de la matrice dynamique en fonction des variations des paramètres électriques.

POLOUJADOFF [31] voit que la représentation graphique des phaseurs permet de mieux appréhender le comportement de la MADA. Il représente les variations des variables internes de la machine sous forme de diagrammes circulaires et analyse par la suite les trajectoires des vecteurs complexes tension, flux et courants lors des régimes transitoires ce qui lui permet par la suite d'introduire la saturation sur les variations des courants en régime permanent suivant différentes conditions et dans tous les types de fonctionnement.

Dans [32], l'auteur complète cette étude par une saturation de la MADA. Sa méthode graphique permet de tracer une limite de stabilité pour les valeurs propres du système suivant son fonctionnement.

Dans les configurations que présente KAWABATA, [33] [34] [35] [36], le stator et le rotor sont alimentés par des convertisseurs multi-niveaux (2 ou 3) indépendants. Il simplifie le contrôle en faisant apparaître des termes couplés et des termes découplés. Il établit un modèle où un courant magnétisant et un courant contrôlant le couple apparaissent pour chaque côté de la machine et peuvent être contrôlés indépendamment. Des résultats expérimentaux de l'asservissement réalisé (réponse à une consigne de vitesse et allure des courants) viennent appuyer son approche. La validation expérimentale est menée sur une machine de 0.75 KW.

Dans [37], DRID présente une approche pour contrôler une MADA alimentée par deux onduleurs de tension au stator comme au rotor. Son approche est basée sur un contrôle à double orientation du flux statorique et rotorique. L'orthogonalité entre les deux flux, qui doit être impérativement observée, conduit à une commande linéaire et découplée de la machine avec une optimisation du couple. Par la suite l'auteur présente les résultats de simulations de son étude.

RAMUZ dans sa thèse [38], propose d'utiliser une configuration de la MADA pour un fonctionnement moteur dans des applications telles que la traction où la "première transformation de l'acier". Les enroulements statoriques et rotoriques de la MADA sont alimentés par deux onduleurs indépendants. Il utilise un contrôle vectoriel à orientation de flux. Dans un premier temps, il présente des résultats expérimentaux avec un contrôle basé sur un repère tournant lié au flux statorique ; dans un deuxième temps, le contrôle est basé sur une orientation du repère suivant le flux d'entrefer. Ces résultats expérimentaux ont été obtenus sur une maquette dont le moteur a une puissance de 1.5 kW.

AZAZA, dans [39], présente un double contrôle vectoriel d'une MADA dont le stator est connecté directement au réseau et le rotor est alimenté par un jeu d'onduleur-redresseur MLI. Le principe du contrôle est basé sur l'orientation du repère tournant suivant le flux au stator, deux boucles de courant : une pour l'onduleur du rotor assure la régulation du flux, la deuxième est propre au redresseur

et contrôle le facteur de puissance globale. Des résultats de simulation sont donnés en annexe.

PODDAR, [40], propose le contrôle des courants statoriques avec la méthode du champ orienté et le contrôle du flux et de la pulsation rotorique par une loi statique V/f au rotor. De plus, il impose une loi de fréquence permettant une meilleure indépendance de la réponse du système vis-à-vis des variations paramétriques. Des résultats expérimentaux sont présentés à l'appui.

GHOSN, [41] [42] [43] [44] [45], considère le cas où les onduleurs rotor et stator sont reliés à un redresseur commun. Dans son mémoire [41], il se fixe deux objectifs : en un, assurer une répartition des puissances entre le rotor et le stator ; en second lieu, mettre en œuvre une stratégie de contrôle à orientation du flux statorique. Afin de parvenir à son second objectif, il introduit un courant magnétisant, somme d'un courant rotorique et d'un autre statorique. Les termes de couplage, indispensables à compenser, sont simples (vu l'indépendance de l'alimentation) et sont définis à partir du régime permanent.

Pour valider l'ensemble de sa stratégie, l'auteur applique le principe de répartition des puissances aux modèles de contrôle proposés par [46] et [47] et compare ainsi les résultats obtenus. La deuxième partie de son mémoire propose une nouvelle stratégie d'observation de la vitesse basée sur la méthode de MRAS (*Model Reference Adaptive System*). Une étude expérimentale sur une maquette de 1.5 kW de la société Alstom de Belfort clôture le travail.

VIDAL, [48] [49], reprend la commande vectorielle présentée par [47]. Il essaie d'élaborer de nouvelles lois de commande linéaire et non linéaire à partir d'un modèle d'état basé tout d'abord sur les courants puis sur les flux. Dans les deux cas, l'alimentation est assurée par un onduleur à MLI. En analysant le comportement de la MADA en régime permanent, il parvient à déterminer les couplages mis en jeu dans la modélisation choisie.

Dans [50] [51], les études que présente LECOCQ concerne le cas où le rotor et le stator sont connectés à deux onduleurs indépendants (Figure I.8). Il préfère la théorie du champ orienté appliqué au flux statorique et impose la vitesse, le flux, le facteur de puissance et le glissement. Dans [52], l'auteur part du principe que la

MADA offre quatre degrés de liberté : le flux, le couple, la fréquence et le facteur de puissance et procède à un contrôle indirect du flux d'entrefer en introduisant un courant magnétisant. La régulation des courants est effectuée par la suite. Il présente par la suite les résultats expérimentaux de cette étude.

I.6.3. Fonctionnement en génératrice

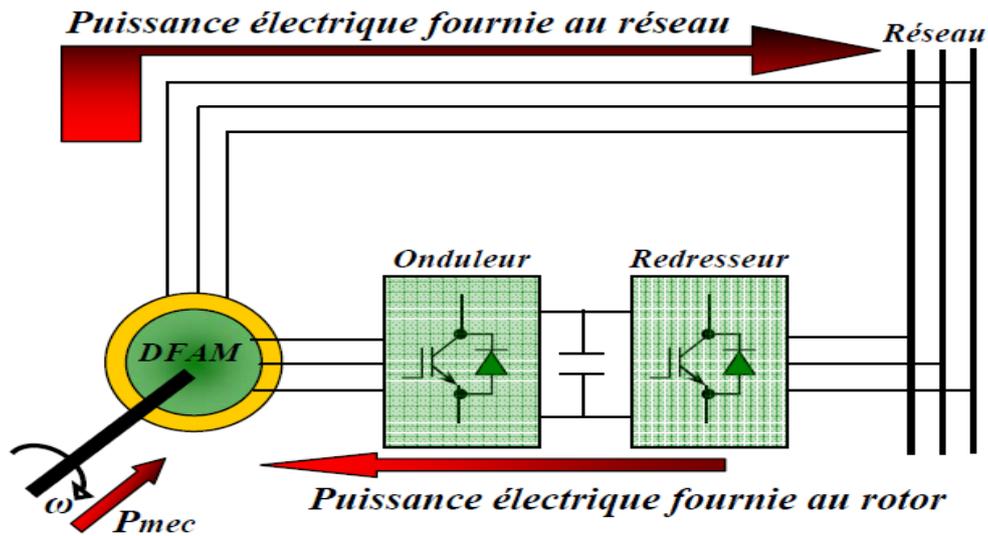
Avec le regain d'intérêt pour les énergies renouvelables, les systèmes éoliens à vitesse variable avec la MADA connaissent un grand essor et un grand nombre de publications accompagnant ce développement. La littérature est abondante dans ce domaine et les thèmes abordés sont très variés :

- Modélisation, zones limites de fonctionnement et stabilité de la MADA.
- Qualité de l'énergie fournie et qualité des courants et tensions notamment en présence des défauts au niveau du réseau.
- Stratégies de commande de la MADA avec ou sans capteur de vitesse et de position.
- Dimensionnement du convertisseur au rotor.
- Un stator relié au réseau ou sur charge indépendante.

Dans cet état de l'art, nous nous limitons au stator connecté directement au réseau et un convertisseur alimente le rotor comme nous le montre la figure I.9. Cette solution permet de fournir une tension et une fréquence fixes même lors d'une fluctuation de la vitesse.

Dans ce cas la plus grande partie de la puissance est directement distribuée au réseau par le stator et moins de 30% de la puissance totale passe par le convertisseur de puissance à travers le rotor. Ceci donne l'occasion d'utiliser des convertisseurs plus petits et donc moins coûteux, [53] [54].

Le schéma de principe pour une telle application est donné par la figure I.9.



**Fig.
I.9.**

Schéma d'un système utilisant une MADA en alternateur alimenté par un seul convertisseur

Parmi les premiers à s'intéresser à la MADA en génératrice, nous citons HOLMES qui étudie dans [55] une machine à deux enroulements rotoriques alimentés par un cyclo-convertisseur. Cette machine fonctionne en génératrice entraînée par une éolienne. Les résultats obtenus sont satisfaisants lorsque le couple est proportionnel au carré de la vitesse.

Dans [56], propose une application éolienne de la MADA en fonctionnement générateur dont les enroulements statoriques sont connectés au réseau tandis que les enroulements rotoriques sont reliés à un onduleur. Il présente une courbe de couple mécanique en fonction de la vitesse. Il part de l'hypothèse que sa machine est pilotée par un contrôle vectoriel basé sur l'orientation du flux statorique. Il analyse par les simulations des variations des courants, des pertes et des flux. Il démontre que son contrôle, qui doit minimiser les pertes, est performant.

Dans son article [57], PETERSSON fait la comparaison entre quatre méthodes de commande des courants rotoriques d'une MADA entraînée par une éolienne. Le but de cette régulation est d'éliminer la force contre électromotrice au rotor considérée comme une perturbation dans les boucles de courant. L'auteur trouve que la méthode appelée à « résistance active » est la meilleure pour assurer cette élimination. Cette méthode présente, en plus, la meilleure stabilité et la meilleure robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

BOGALECKA présente dans [58] et [59], une étude théorique d'une MADA débitant sur un réseau alternatif en utilisant un onduleur de tension à MLI régulé en courant au rotor. Deux méthodes de commande vectorielle sans capteur de vitesse ou de position sont proposées. Les simulations effectuées portent sur une machine de 1.2 MW de puissance. Les résultats obtenus montrent un léger couplage entre les puissances active et réactive. Une étude de stabilité est ensuite effectuée à partir des fonctions de transfert linéarisées. Les résultats expérimentaux confirment l'étude théorique.

TANG et XU, [60][61], étudient une MADA entraînée à vitesse variable par une éolienne. Le rotor est relié au réseau par deux onduleurs de tension connectés à un bus continu. Ils essaient de synthétiser des lois de commande des puissances active et réactive. La stratégie de commande proposée agit sur la minimisation des pertes joule en optimisant la puissance réactive au stator, ainsi qu'un flux statorique d'amplitude et de fréquence constantes.

PENA dans [62][63], présente l'étude de la MADA en fonctionnant génératrice associée à une éolienne. Les enroulements statoriques sont reliés à un réseau triphasé, une association redresseur MLI- onduleur, MLI au rotor. L'avantage d'une telle structure est qu'elle permet le réglage indépendant des puissances fournies par l'alimentation et le fonctionnement dans une grande plage de vitesse.

HAGRY, [64], présente une étude théorique de la MADA dont le rotor est connecté au réseau à travers deux ponts à thyristors. La machine fonctionne en hypo synchrone et hyper synchrone. La commande adoptée cherche le réglage des composantes de la tension rotorique. L'utilisation d'un filtre de Kalman étendu a permis le fonctionnement à couple électromagnétique nominal.

SOENS, [65], se base sur le modèle dynamique d'une MADA dédiée aux applications éoliennes et dont la puissance est de 850 kW. Il étudie le courant et la tension rotorique en fonction de la vitesse et des puissances active et réactive. En conclusion, il tire que le courant est un facteur limitant les puissances du stator mais n'a pas d'influence sur la variation de la vitesse de la machine. De plus, il retient que la tension rotorique est un facteur limitant de la zone de variation de la vitesse mais a peu d'influence sur les puissances au stator.

Dans [66], PERESADA place son étude dans le contexte d'un fonctionnement en mode générateur de la MADA. Les enroulements statoriques sont reliés au réseau, le rotor est connecté à un onduleur de tension. Il propose de faire une régulation "asymptotique" des puissances active et réactive statoriques par le biais d'une régulation des courants actif et magnétisant statoriques. Il se place dans un repère tournant lié à la tension statorique. Pour rester dans le cas le plus général possible, il précise qu'il ne négligera pas les termes résistifs. Il démontre à travers des tests expérimentaux et des simulations que le système est robuste face à des variations paramétriques et face à une erreur de la mesure de la position mécanique du rotor.

KELBER, dans son article [67], étudie le fonctionnement de la MADA en génératrice entraînée par une turbine hydraulique et en moteur, entraînant une pompe. Il présente une étude de la stabilité de la machine ainsi que le principe de commande en courant des deux onduleurs. L'auteur conclut que la MADA en génératrice possède des pôles à faible amortissement avec une pulsation propre proche de la fréquence du réseau, toutefois le choix d'une faible bande passante pour les boucles de courant élimine ce problème. Il montre qu'avec la MADA en génératrice, il est possible de travailler dans les quatre quadrants avec une commande découplée de la vitesse et des puissances. Des résultats expérimentaux sont présentés.

Dans un second article [68], les auteurs, font une comparaison des performances d'une MADA dont le rotor est connecté à un onduleur de tension. Cette étude se place dans le contexte de la génération électrique dans les systèmes éoliens. Ils comparent cette solution aux deux autres envisageables : machine asynchrone à cage avec des vitesses variable et fixe. Les critères de comparaison sont la complexité du système, les zones de fonctionnement et la quantité d'énergie disponible à la sortie. En conclusion, les auteurs constatent qu'en matière de récupération d'énergie, la MADA est la meilleure grâce au maintien de son couple maximal sur une plus grande plage de vitesse. De plus, la MADA est la plus simple à mettre en œuvre.

SCHULZ, [69], compare les performances d'une génératrice doublement alimentée à celle d'une génératrice asynchrone de même puissance (1.5 MW) pour une application éolienne. Il étudie la variation du facteur de puissance de chaque génératrice en fonction de la variation de la vitesse du vent. Il étudie aussi la

variation du taux de distorsion harmonique en fonction de la puissance active de la génératrice. En conclusion, et du point de vue qualité de la puissance fournie, il n'y a pas grandes différences entre les deux génératrices. La seule différence est au niveau des harmoniques où la génératrice asynchrone doublement alimentée présente un nombre plus important à cause du convertisseur au rotor.

POITIERS dans sa thèse [70], étudie une MADA où le stator est connecté au réseau et le rotor relié à un onduleur. Il établit une commande du type vectorielle avec un référentiel tournant lié au flux statorique. L'étude porte sur la comparaison entre un correcteur PI classique et un correcteur adaptatif type RST. Ces correcteurs visent les régulations du flux statorique et du couple. Les réponses temporelles données par les deux types de correcteurs sont ensuite comparées. Les critères sont la recherche de la puissance active optimale, l'adaptation face à une variation de vitesse brutale et la robustesse face aux variations des paramètres électriques. Les conclusions prouvent que le régulateur RST donne des résultats meilleurs en termes de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

I.7. Avantages et inconvénients de la MADA

Dans ce qui suit, nous allons présenter quelques avantages et inconvénients de la MADA lors de son fonctionnement à vitesse variable qui sont liés à plusieurs facteurs à savoir sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

I.7.1. Avantages de la MADA

Dans son livre intitulé : "Modélisation et simulation des machines électriques", Rachid ABDESSEMED a énuméré les avantages de cette machine comme suit [71] :

- L'accessibilité au rotor et au stator rend la mesure des courants possible, ce qui offre une grande flexibilité et précision au contrôle de flux et du couple électromagnétique ;
- Les possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation, ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application ;
- Une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grandes puissances ;

- Un fonctionnement possible à couple constant au-delà de la vitesse nominale ;
- Le convertisseur lié au rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine et dans le cas où cette dernière fonctionne dans une gamme de vitesse proche de celle de synchronisme, les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs seront faibles. Par conséquent, le rendement obtenu du système machine-convertisseur sera élevé.

I.7.2. Inconvénients de la MADA [71]

Le même auteur a proposé les inconvénients de la même machine :

- La MADA est plus volumineuse que la machine à cage d'écureuil à cause du système balais-bagues ;
- Elle nécessite une maintenance périodique.

I.8. Domaines d'application de la MADA

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ses nombreux avantages. En effet, la MADA est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens [72].

De plus, le fonctionnement en générateur présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée telle que [70] :

- Les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions ;
- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variables ;
- Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que [7] :

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines ;
- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime ;
- Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc... .

Nous notons que les applications de la MADA en moteur sont relativement très limitées, parmi celles-ci nous trouvons principalement, la traction électrique et les systèmes de pompage.

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la MADA sous toutes ses configurations et les performances qui lui permettent d'occuper un large domaine d'application, soit dans les entraînements à vitesse variables (fonctionnement moteur), ou dans les applications à vitesse variable et à fréquence constante (fonctionnement générateur).

Au cours de notre recherche bibliographique nous avons balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la MADA. Ces études portent principalement sur son fonctionnement en génératrice, dans le domaine des énergies renouvelables, ou sur son fonctionnement en moteur avec une grande variété de modes d'alimentation et de contrôle.

Nous avons orienté donc notre étude sur l'utilisation d'une MADA en fonctionnement moteur. Il s'agit d'une configuration utilisant deux onduleurs au rotor, et au stator. Pour bien exploiter la machine à double alimentation dans un tel domaine d'application, la modélisation et la commande sont nécessaires. Le prochain chapitre sera consacré à la modélisation et la commande vectorielle de la MADA.

Chapitre II : Modélisation et commande vectorielle de la MADA

CHAPITRE II : Modélisation et commande vectorielle de la MADA

II.1 Introduction

Afin de bien comprendre la méthodologie développée lors de la détermination de l'algorithme de la commande vectorielle, une modélisation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) semble nécessaire [77].

Dans l'entraînement à vitesse variable le comportement dynamique de la machine doit être considéré. La performance dynamique d'une machine est très complexe en raison du couplage entre les phases statorique et rotorique, qui dépend de la position du rotor. Le modèle de la machine asynchrone peut donc être décrit par des équations différentielles avec des coefficients variant en fonction du temps en utilisant la théorie des deux axes [90], [75], [76]. Dans cette théorie, les variables et paramètres sont représentés sur les axes direct (d) et quadrature (q) qui sont perpendiculaires (ou couplés mutuellement).

Dans ce chapitre, nous allons présenter le modèle mathématique et la commande vectorielle de la MADA. Cette machine fonctionne en mode moteur dont les phases du stator et du rotor sont alimentées par deux onduleurs de tension à fréquence et amplitude variables. En fin de ce chapitre, nous nous intéresserons à l'étude de la robustesse du système étudié vis-à-vis des variations paramétriques de la machine.

II.2 Modélisation de la Machines Asynchrone à Double Alimentation

Mathématiquement, nous pouvons représenter la MADA par un modèle entré sortie sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variables d'état [74].

À partir de ce modèle, nous pouvons faire la conception et la simulation des algorithmes de commande ; ainsi que l'étude et l'analyse des régimes transitoires. De ce fait, il est réaliste de poser des conditions et des hypothèses pour écrire le modèle comportemental.

Dans la littérature, nous discernons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques [74] :

- La modélisation de Park ;
- La modélisation par réseaux de perméances ;
- La modélisation par éléments finis.

Dans notre travail nous nous intéresserons à la modélisation de Park grâce à sa simplicité.

Avant d'établir le modèle de la machine asynchrone à double alimentation en vue de sa commande, nous rappelons brièvement le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices qui permettront l'allègement des calculs dans les simulations et faciliter la modélisation [86], [87], [88] :

- Le circuit magnétique sera considéré, dans un premier temps, non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants ;
- Le circuit magnétique sera supposé parfaitement feuilleté, ce qui permettra de négliger les effets des courants induits de Foucault ;
- Les effets thermiques n'entreront pas dans cette étude ;
- La densité du courant sera supposée uniforme dans la section des conducteurs élémentaires. (Absence d'effets pelliculaires) ;
- Seule la première harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice créée par chaque phase sera prise en compte ;
- La machine sera supposée parfaitement symétrique au niveau des trois phases;
- Au niveau mécanique, les frottements secs et turbulents ne seront pas pris en compte.

II.3 Modèle effectif de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation peut être modélisée par six équations électriques et une seule équation mécanique qui concerne la dynamique du rotor. Elle peut être schématisée par la figure II.1.

Les phases sont désignées par a, b, c pour le stator et A, B, C pour le rotor. L'angle électrique θ définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

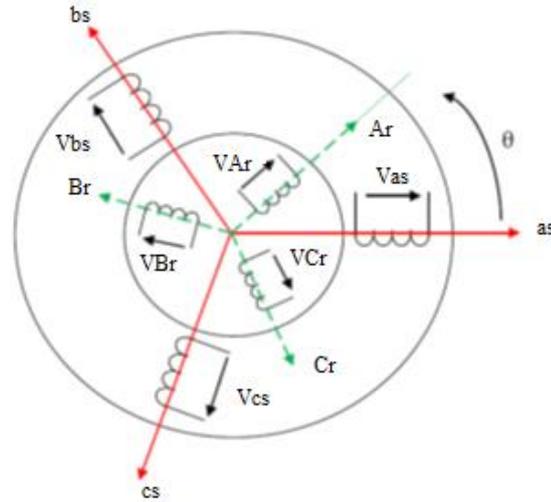


Figure II.1 Représentation d'une machine asynchrone à double alimentation.

II.4 Equations électriques de la MADA

Les enroulements illustrés par la figure II.1 obéissent aux équations électriques qui s'écrivent sous la forme matricielle suivante.

$$[V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad \text{II.1}$$

$$[V_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + \frac{d[\phi_{ABC}]}{dt} \quad \text{II.2}$$

Où :

R_s est la résistance d'une phase statorique ;

R_r est la résistance d'une phase rotorique.

Les matrices suivantes représentent respectivement :

$[V_{abc}] = [V_a V_b V_c]^t$: Le vecteur des tensions statoriques ;

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

$[\phi_{abc}] = [\phi_a \phi_b \phi_c]^t$: Le vecteur des flux statoriques.

Nous définissons de même, par changement d'indices, les vecteurs rotoriques :

$[V_{ABC}] = [V_A V_B V_C]^t$: Le vecteur des tensions rotoriques ;

$[i_{ABC}] = [i_A i_B i_C]^t$: Le vecteur des courants rotoriques ;

$[\phi_{ABC}] = [\phi_A \phi_B \phi_C]^t$: Le vecteur des flux rotoriques.

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

Pour le stator :

$$[\phi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [M_{sr}][i_{ABC}] \quad \text{II.3}$$

Pour le rotor :

$$[\phi_{ABC}] = [L_r][i_{ABC}] + [M_{sr}][i_{abc}] \quad \text{II.4}$$

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

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix}$$

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

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix}$$

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

$$[M_{sr}] = L_{aA} \begin{bmatrix} \cos\theta \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\theta \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\theta \end{bmatrix}$$

Avec :

L_{aa} : C'est l'inductance propre d'une phase statorique ;

L_{ab} : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques ;

L_{AA} : C'est l'inductance propre d'une phase rotorique ;

L_{AB} : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques ;

L_{aA} : C'est l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

En introduisant les équations II.3 et II.4 dans les équations II.1 et II.2 respectivement, nous obtenons :

$$[V_{abc}]R_s[i_{abc}] + [L_s]\frac{d[i_{abc}]}{dt} + \frac{d([M_{sr}][i_{ABC}])}{dt} \quad \text{II.5}$$

$$[V_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + [L_r] \frac{d[i_{ABC}]}{dt} + \frac{d([M_{sr}] [i_{abc}])}{dt} \quad \text{II.6}$$

La dernière relation importante complétant le modèle de la machine asynchrone à double alimentation est l'équation fondamentale mécanique décrivant la dynamique du rotor [74]. Cette équation est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \Omega_r = C_{em} - C_r \quad \text{II.7}$$

Où :

J: est le moment d'inertie du rotor de la machine en (kg.m²) ;

Ω_r : est la vitesse angulaire mécanique du rotor en (rad/s) ;

Avec :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$$

Tel que :

p : est le nombre de paires de pôles ;

Ω_r : est la vitesse angulaire électrique de rotation du rotor ;

f_r : est le coefficient de frottement en (N.m.s/rd) ;

C_{em} : est le couple électromagnétique en (N.m) ;

C_r : est le couple résistant en (N.m).

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 θ (voir la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor). Nous utilisons 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.

II.5 Application de la transformation de Park à la MADA

La transformation de Park consiste à transformer un système d'enroulements triphasés d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice. La composante homopolaire intervient pour équilibrer le système transformé, c'est-à-dire, elle ne participe pas à la création de cette fmm de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d, q). La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la

création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales.

Ceci conduit à la conservation de puissances instantanées et la réciprocité des inductances mutuelles, et permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé, qui reste invariable pour la machine réelle [76]. Le schéma de la figure II-2 montre le principe de la transformation de Park appliquée à la machine asynchrone à double alimentation.

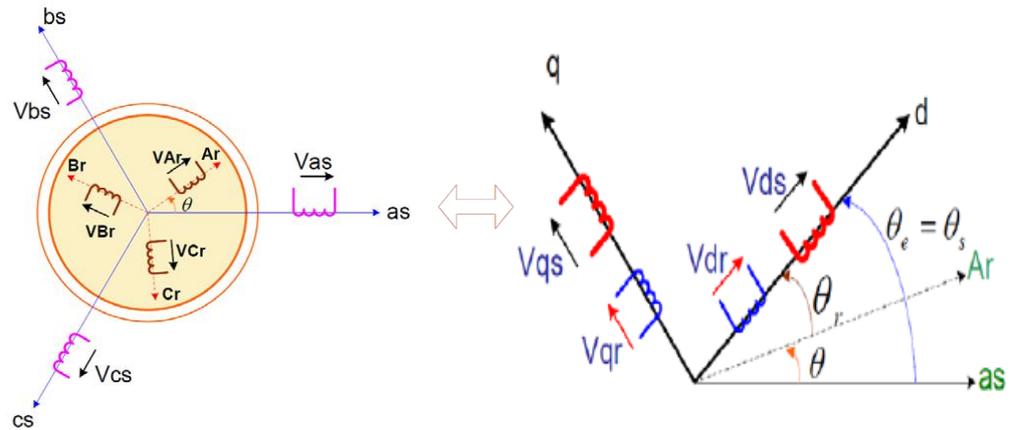


Figure II.2 Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.

Où :

θ : est l'angle entre l'axe rotorique A et l'axe statorique a ;

θ_r : est l'angle entre l'axe rotorique A, et l'axe de Park direct d ;

θ_s : est l'angle entre l'axe statorique a, et l'axe de Park direct d ;

ω_a : est la vitesse angulaire du système d'axes (d, q) ;

ω_r : est la vitesse angulaire électrique rotorique.

Grâce à cette transformation, on définit une matrice unique appelée matrice de Park donnée par :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\psi & \cos\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\psi & -\sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Les grandeurs statoriques et rotoriques dans le repère de Park sont exprimées en utilisant les deux transformations suivantes :

- **Pour le stator :**

$$[X_{dqo}]_s = [A][X_{abc}] \quad \text{II.8}$$

- **Pour le rotor :**

$$[X_{dqo}]_r = [A][X_{ABC}] \quad \text{II.9}$$

Telle que X est une grandeur qui peut être une tension U, un courant I, ou un flux ϕ .

Avec :

$$[A] = [A(\psi = \theta_s)], [A] = [A(\psi = \theta_r)].$$

II.6 Mise en équation de la MADA dans le repère de PARK

Dans le repère de Park, nous avons les transformations suivantes :

- **Pour les tensions :**

$$[V_{dqo}]_s = [A][V_{abc}] \quad \text{II.10}$$

$$[V_{dqo}]_r = [A][V_{ABC}] \quad \text{II.11}$$

- **Pour les courants :**

$$[i_{dqo}] = [A][i_{abc}] \quad \text{II.12}$$

$$[i_{dqo}] = [A][i_{ABC}] \quad \text{II.13}$$

- **Pour les flux :**

$$[\phi_{dqo}]_s = [A][\phi_{abc}] \quad \text{II.14}$$

$$[\phi_{dqo}] = [A][\phi_{ABC}] \quad \text{II.15}$$

II.6.1 Équations des tensions

Pour le stator, nous avons :

$$[V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad \text{II.16}$$

En multipliant l'équation II.16 par la matrice [A], il vient :

$$[A][V_{abc}] = [A]R_s [i_{abc}] + [A]\frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad \text{II.17}$$

Alors :

$$[V_{dq0}] = R_s [i_{dq0}] + [A] \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad \text{II.18}$$

Le développement de l'équation II.18 donne :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_a \phi_{qs} \quad \text{II.19}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_a \phi_{ds} \quad \text{II.20}$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} = 0$$

En procédant d'une façon analogue à celle du stator, nous trouvons pour le rotor :

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \phi_{qr} \quad \text{II.22}$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \phi_{dr} \quad \text{II.23}$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} = 0 \quad \text{II.24}$$

II.6.2 Équations des flux

Pour le stator, en multipliant l'équation II.3 par $[A]$ nous trouvons :

$$[A][\phi_{abc}] = [A][L_s][i_{abc}] + [A][M_{sr}][i_{ABC}] \quad \text{II.25}$$

Donc :

$$[\phi_{dq0}] = [A][L_s][i_{abc}] + [A][M_{sr}][i_{ABC}] \quad \text{II.25}$$

Après la simplification, nous trouvons :

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad \text{II.27}$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \quad \text{II.28}$$

$$\phi_{os} = L_s i_{os} \quad \text{II.29}$$

Pour le rotor, et de la même manière, nous trouvons :

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \quad \text{II.30}$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \quad \text{II.31}$$

$$\phi_{or} = L_r i_{or} \quad \text{II.32}$$

Avec :

$L_s = L_{aa} - L_{ab}$: est l'inductance cyclique statorique ;

$L_{os} = L_{aa} + 2 L_{ab}$: est l'inductance homopolaire statorique ;

$M_{sr} = \frac{2}{3} L_{aA}$: est l'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor ;

$L_r = L_{AA} - L_{AB}$: est l'inductance cyclique rotorique ;

$L_{or} = L_{AA} + 2 L_{AB}$: est l'inductance homopolaire rotorique.

Jusqu'à maintenant, le modèle de Park n'est pas complètement défini, puisque la vitesse de rotation ω_a du repère (d,q) par rapport au stator est quelconque. Les équations des tensions sont affectées, par le choix du référentiel, c'est-à-dire de la vitesse de rotation ω_a .

II.6.3 Choix du référentiel

En général, l'étude du comportement dynamique des machines électriques peut se faire suivant la transformation de Park pour différents référentiels. Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par ce choix. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique :

- Référentiel lié au stator : Ce référentiel est appelé aussi système d'axes (α, β). Dans ce cas, ($\omega_a = 0$). Ce système est utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines électriques [74]. Les équations électriques de la machine deviennent :

Au stator :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \quad \text{II.33}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \quad \text{II.34}$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \quad \text{II.35}$$

Au rotor :

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega_r \phi_{qr} \quad \text{II.36}$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_r \phi_{dr} \quad \text{II.37}$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \quad \text{II.38}$$

- Référentiel lié au rotor : Dans ce cas, le système d'axes (d,q) est immobile par rapport au rotor et tourne avec la vitesse ($\omega_a = \omega_r$). Ce système d'axes est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [74].

Les équations électriques de la machine dans ce référentiel deviennent :

Au stator :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \phi_{qs} \quad \text{II.39}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_{ds} \quad \text{II.40}$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \quad \text{II.41}$$

Au rotor :

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \quad \text{II.42}$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \quad \text{II.43}$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \quad \text{II.44}$$

- **Référentiel lié au champ tournant :** Ce référentiel est appelé aussi système d'axes (X, Y), il tourne avec la vitesse du champ électromagnétique, c'est-à-dire ($\omega_a = \omega_s$), les équations électriques deviennent :

Au stator :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \quad \text{II.45}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \quad \text{II.46}$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \quad \text{II.47}$$

Au rotor :

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \quad \text{II.48}$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \quad \text{II.49}$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \quad \text{II.50}$$

II.6.4 Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park

Pour étudier les phénomènes transitoires (démarrage, freinage, variation de la charge) avec une vitesse rotorique variable, il faut ajouter l'équation du mouvement II.7 au système d'équations différentielles modélisant la machine [3].

La forme générale du couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée modélisée dans le repère de Park est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_s} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad \text{II.51}$$

II.7 Modèle de la MADA dans le repère de Park sous forme d'état

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tensions statorique et rotorique. En considérant les courants statorique et rotorique comme des vecteurs d'état, le modèle de la MADA est représenté par l'équation d'état suivante [142]:

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = A.X + B.U \quad \text{II.52}$$

Avec :

X : Vecteur d'état.

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

B : Matrice de commande.

U : Vecteur du système de commande.

Où :

$$X = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T ;$$

$$U = [V_{sd} \ V_{sq} \ V_{rd} \ V_{rq}]^T ;$$

Pour la représentation matricielle :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega_r)M & -R_r & (\omega_s - \omega_r)L_r \\ -(\omega_s - \omega_r)M & 0 & -(\omega_s - \omega_r)L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \\
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega_r)M & -R_r & (\omega_s - \omega_r)L_r \\ -(\omega_s - \omega_r)M & 0 & -(\omega_s - \omega_r)L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \tag{II.53}
 \end{aligned}$$

Nous posons :

$$\begin{aligned}
 [L] &= \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \\
 [Z] &= \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega_r)M & -R_r & (\omega_s - \omega_r)L_r \\ -(\omega_s - \omega_r)M & 0 & -(\omega_s - \omega_r)L_r & -R_r \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Alors l'équation (II.33) devient :

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} U \tag{II.54}$$

Par analogie de l'équation II.48 avec l'équation II.45 nous trouvons :

$$A = [L]^{-1} [Z]$$

$$B = [L]^{-1}$$

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 :

$$[Z] = -[Z_1] - \omega \cdot [Z_2] + \omega_s \cdot [Z_3]$$

Avec :

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

$$[Z_3] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ -L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

II.7.1 Caractéristiques d'un système de commande de MADA

Après la description de la MADA par les équations différentielles, ou par les équations d'état, nous pouvons identifier les caractéristiques d'un système de commande de la MADA :

- 1) Un système d'asservissement de la MADA est un système de commande multi-variable. Les entrées sont la tension et la fréquence et les sorties peuvent être la vitesse, la position, le couple, le flux magnétisant et le courant statorique.
- 2) Le modèle de machines est non-linéaire dû à la présence du terme ω .
- 3) La variation des paramètres de la machine en fonction de la température et de l'effet pelliculaire contribue à la non-linéarité.
- 4) Le système est aussi discret selon le temps dû à la nature des convertisseurs alimentant les machines.

En raison des caractéristiques multi-variables fortement non-linéaires et discrètes d'un système d'asservissement avec la MADA, la commande est

extrêmement complexe. Pour surmonter le problème lié au couplage entre le couple et le flux, nous appliquons la méthode de commande vectorielle, expliquée dans la section suivante.

II.7.2 Problèmes rencontrés dans la commande de la MADA

L'objectif de la commande en général et de la machine asynchrone (MA) en particulier est d'obtenir un système de haute performance. Plusieurs critères de performance peuvent être définis [91], [92], [93], [95], à savoir :

- 1) précision en poursuite ;
- 2) précision en régulation :
 - temps de monde ;
 - temps de réponse ;
 - dépassement ;
 - stabilité ;
- 3) robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie) ;
- 4) sensibilité à la variation de paramètres.

À partir de ce point de vue, nous pouvons analyser les travaux déjà effectués dans la littérature, qui reflètent les différentes techniques de la commande vectorielle et l'utilisation de principes avancées de la théorie de commande.

II.8 Commande Vectorielle de la MADA

II.8.1 Généralités 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 [16], [05]. 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 nombreuses [82] : 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 [76] : 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 $\cos(\omega_s t)$ et $\sin(\omega_s t)$.

II.8.2 Principes de la commande vectorielle

En 1969, les principes de cette commande ont été définis par Hasse et la première publication internationale au sujet de ce type de commande appliquée aux machines à induction est certainement celle de Blaschke en 1971 [74]. Les méthodes de commande vectorielle sont devenues rapidement des techniques de commande standards grâce à leurs grands avantages par rapport aux techniques de commandes scalaires (commande v/f constante, commande par récupération d'énergie de glissement, etc.).

Le principe de la commande vectorielle, notée FOC (Field Oriented Control) est de rendre le comportement de la machine asynchrone à double alimentation semblable à celui d'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) [78]. Donc le contrôle des courants suivant l'axe-d détermine l'état magnétique de la machine alors que le contrôle des courants suivant l'axe-q assure le couple nécessaire. L'existence de deux composantes de courant suivant chaque axe nous permet d'envisager le contrôle des grandeurs supplémentaires comme le facteur de puissance ou le partage du courant magnétisant entre les deux armatures.

Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. Contrairement à la machine asynchrone à cage, où nous avons accès à la mesure des courants au stator seulement, la machine asynchrone à bagues doublement alimentée

possède l'avantage de nous offrir la possibilité d'une mesure des courants de deux côtés et par conséquent de pouvoir les contrôler donnant une meilleure flexibilité à la commande de cette dernière [73].

Lors de la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans un référentiel lié au champ tournant, le référentiel d-q et les champs statorique, rotorique et d'entrefer de la machine tournent à la même vitesse [75]. L'orientation de l'un de ces trois champs suivant l'axe-d du référentiel constitue le principe de base de la commande par orientation du flux (commande vectorielle). Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique à une forme similaire à celle de la machine à courant continu (voir figure II.3).

Dans la littérature, nous trouvons plusieurs types d'orientation du flux, à savoir l'orientation du flux rotorique, l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer. La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuites rotorique et statorique et donne de meilleurs résultats que les autres méthodes [75].

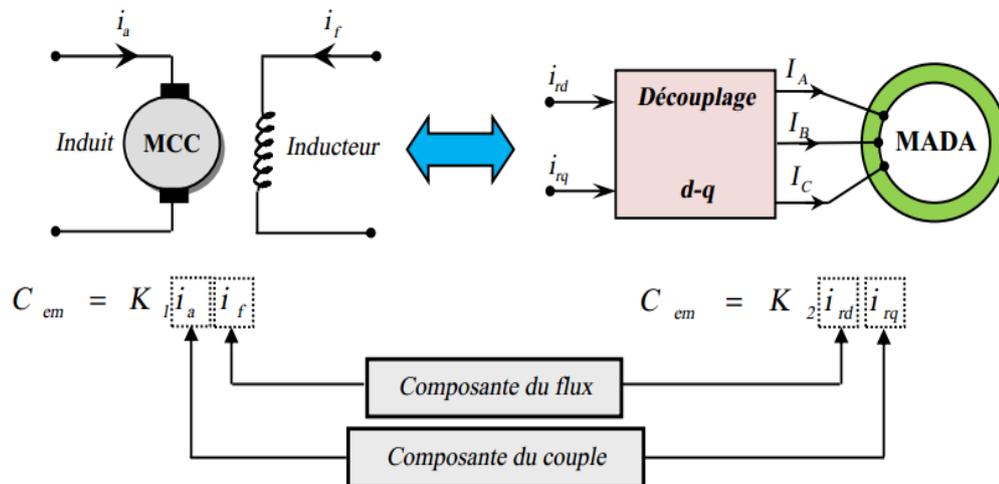


Figure II.3 Schéma de principe du découplage pour la MADA par analogie avec la machine à courant continu.

II.8.3 Variantes de la commande vectorielle

Dans la commande vectorielle, plusieurs techniques ont été proposées afin d'obtenir un découplage parfait entre le couple et le flux. Dans la commande vectorielle directe, un estimateur ou un observateur de flux est nécessaire. Les observateurs de flux en boucle fermée s'avèrent très robustes à la variation des

paramètres des systèmes [98], [99] - [100], [79]. La commande sans capteurs de vitesse est une variante intéressante dans la commande vectorielle qui nous permet d'éliminer le capteur de vitesse mécanique (tachymètre). L'information de vitesse peut être déduite du modèle de MA en utilisant le critère Popov [98], ou le critère de Lyapunov [105].

Pour optimiser le fonctionnement de la MADA sur une vaste plage de vitesse, plusieurs auteurs ont travaillé dans la région de défluxage où un choix optimal de flux est envisagé [96], [97], [100], [101], [102]. La commande directe de couple constitue une autre variante de la commande vectorielle [89], [103] qui donne une performance remarquable dans les applications où une réponse rapide et précise du couple est nécessaire. La commande est cependant plus complexe parce qu'on doit intervenir jusqu'au niveau des interrupteurs de puissance.

La commande à flux orienté 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. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [83] :

- **Suivant la source d'énergie :**

- Commande en tension (Voltage Source Inverter).
- Commande en courant (Current Controlled Inverter).

- **Suivant les opérations désirées pour le flux :**

- Commande vectorielle de flux rotorique ;
- Commande vectorielle de flux statorique ;
- Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant).

- **Suivant la détermination de la position du flux :**

- Directe par mesure ou observation du vecteur de flux (module, phase);
- Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

II.8.4 Procédés d'orientation du flux [82]

Il existe trois types d'orientation du flux :

- Orientation du flux rotorique avec les conditions $\phi_{rd} = \phi_r$, $\phi_{rq} = 0$.
- Orientation du flux statorique avec les conditions $\phi_{sd} = \phi_s$, $\phi_{sq} = 0$.
- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\phi_{dg} = \phi_g$, $\phi_{qg} = 0$.

Dans notre cas l'orientation du flux rotorique est la méthode choisie.

II.8.5 Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

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

Nous rappelons brièvement les relations de Park liant les différentes grandeurs principales de la MADA :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \end{cases} \quad \text{II.55}$$

Les équations liant les flux sont :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad \text{II.56}$$

Afin de réaliser la loi de commande, nous choisissons d'orienter le flux rotorique suivant l'axe-d figure II.4.

Par conséquent nous obtenons :

$$\phi_{rd} = \phi_r \text{ et } \phi_{rq} = 0 \quad \text{II.57}$$

Il vient alors :

$$\begin{cases} \phi_{rq} = 0 \Rightarrow I_{rq} = -\frac{M}{L_r} I_{sq} \\ I_{rd} = 0 \\ I_{sq} = -\frac{L_r}{M} I_{rq} \end{cases} \quad \text{II.58}$$

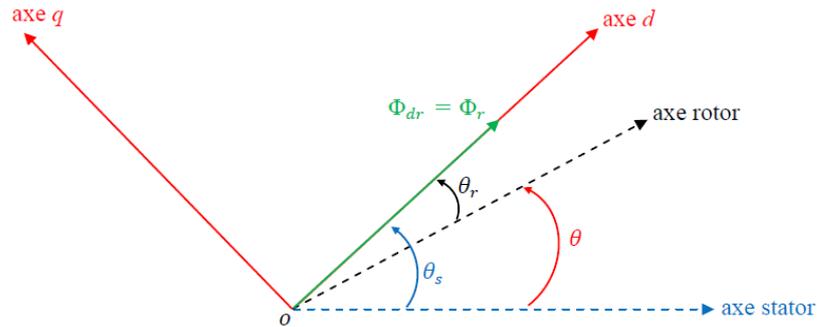


Figure II.4. Illustration Orientation du flux rotorique sur l'axe direct

$$\begin{cases} \phi_{sq} = -\sigma \frac{L_s L_r}{M} I_{rq} \\ C_{em} = PM (I_{sq} I_{rd} - I_{rq} I_{sq}) = -P \phi_{rd} I_{rq} \end{cases} \quad \text{II.59}$$

Ainsi, les équations (II.58) et (II.59) permettent, pour un point de fonctionnement défini par un couple électromagnétique C_{em} , de réguler les courants I_{sq} et I_{rq} .

Suivant l'approche utilisée pour avoir une orientation de champ, deux principales méthodes de la commande vectorielle peuvent être distinguées, à savoir :

1. La méthode directe (en anglais : Direct Field Oriented Control ou DFOC),
2. La méthode indirecte (en anglais : Indirect Field Oriented Control ou IFOC),

II.8.5.1 Méthode directe de la commande vectorielle

Cette méthode a été proposée par Blaschke et rendue publique vers 1970 [79], [80] (Feedback control). Dans cette méthode de commande, la connaissance du flux rotorique (module et argument) est requise pour assurer le découplage entre le couple et le flux. En effet, la position du flux rotorique θ_s est calculée algébriquement à partir de l'information sur le flux rotorique figure II.5.

Considérons le diagramme vectoriel suivant :

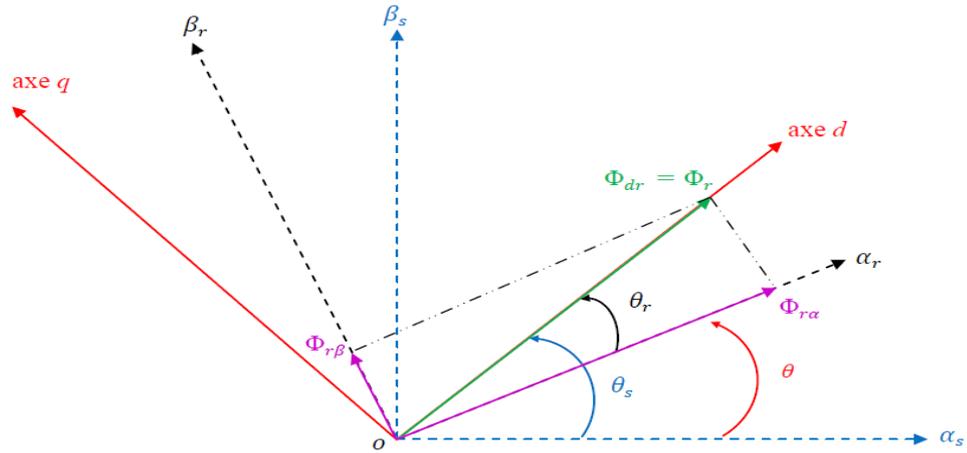


Figure II.5 : Diagramme vectoriel pour la commande vectorielle directe.

Pour assurer le découplage entre le couple et le flux, il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du variateur. Une première possibilité est de placer des capteurs dans le bobinage et de mesurer directement les composantes du flux de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs mécaniquement fragiles sont soumis à des contraintes sévères dues aux vibrations et à l'échauffement. En outre, ce mode nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa construction. Par conséquent, dans la grande majorité de cas, on fait appel à des estimateurs ou à des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur [79].

La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations des paramètres de la machine [81].

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

$$\phi_r = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad \text{et} \quad \theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) \quad \text{II.60}$$

En effet, comme $\sin\theta_s$ et $\cos\theta_s$ sont nécessaires pour la transformation de Park, ceux-ci peuvent être trouvés directement par (voir figure (II.3)) :

$$\sin\theta_s = \frac{\phi_{r\beta}}{\sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2}} \quad \text{II.61}$$

$$\cos\theta_s = \frac{\phi_{r\alpha}}{\sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2}} \quad \text{II.62}$$

II.8.5.2 Méthode indirecte de la commande vectorielle

La méthode indirecte a été introduite par K. Hasse. Le principe de cette méthode ne nécessite ni mesure, ni estimation du module du flux rotorique, mais elle utilise directement sa grandeur de référence Φ_{rd}^* et sa position. Il est à noter que le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine.

Par contre, il faut qu'il décroisse lorsque la vitesse augmente au-delà de la vitesse nominale afin de limiter la tension aux bornes de la machine (défluxage) [27], pour cela, on obtient le flux de référence par une relation de défluxage exprimée de la manière suivante :

$$\phi_{rd}^* = \begin{cases} \phi_r & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \phi_{rn} \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad \text{II.63}$$

Où : ϕ_{rn} est le flux de référence nominal, Ω est la vitesse mécanique et Ω_n est sa valeur nominale.

Elle consiste à estimer la position du vecteur du flux et de régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire [85].

Ce contrôle par défluxage assure un flux rotorique constant pour les vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale, et une diminution hyperbolique en survitesse [86]. Et donc au-delà du seuil nominal de la vitesse, le couple maximal imposé sera plus faible.

Dans cette méthode, la position θ_s est déterminée par intégration de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique. En effet, la pulsation de glissement peut être exprimée par la relation suivante :

$$\omega_r = \left(V_{rq}^* + \frac{R_r M}{L_r} I_{sq}^* \right) \frac{1}{\phi_{rd}^*} \quad \text{II.64}$$

Et considérant la loi d'autopilotage :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \Rightarrow \omega_s = \omega + \omega_r = P.\Omega + \omega_r \quad \text{II.65}$$

Nous pouvons écrire en intégrant cette équation :

$$\theta_s = \int \omega_r .dt = \int \left(P.\Omega + \left(V_{rq}^* + \frac{R_r M}{L_r} I_{sq}^* \right) \cdot \frac{1}{\phi_{rd}^*} \right) .dt \quad \text{II.66}$$

Ceci montre clairement que pour la structure de la commande indirecte aucune mesure n'est nécessaire.

II.8.5.3 Comparaison entre les méthodes directe et indirecte

Après la révision des méthodes directe et indirecte de la commande vectorielle, nous pouvons les comparer suivant leur complexité et leur robustesse par rapport aux paramètres, tel indiqué dans le tableau II.1.

	Commande Directe	Commande Indirecte
Calcul de l'angle θ_e	À partir de la position du flux	À partir des pulsations ω_{sl} et ω
Estimateur de flux	Nécessaire	Pas nécessaire
Plage de fonctionnement	0 - ω_{\max} (avec estimateur de ϕ_r) 0.1 ω_n - ω_{\max} (avec estimateur de ϕ_s)	0 - ω_{\max}
Influence des paramètres	R_r (avec estimateur de ϕ_r) R_s (avec estimateur de ϕ_s)	R_r
Boucle de commande	-Courant statorique -Vitesse -Flux	- Courant statorique -Vitesse -Flux (optionnel)

Tableau II.1 Comparaison entre les méthodes directe et indirecte de commande vectorielle.

La méthode indirecte a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que cette méthode est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [74].

Grâce à sa simplicité, la méthode indirecte d'orientation du flux rotorique sera l'objet de l'étude et de l'élaboration dans les prochaines sections.

II.9. Mise en œuvre de la commande vectorielle indirecte de la MADA

II.9.1 Magnétisation de la MADA

La magnétisation de la machine permet d'imposer le module du flux rotorique. Elle peut être réalisée de différentes manières :

Soit par le stator seul :

$$I_{rd} = 0 \Leftrightarrow \phi_{rd} = M_{sr} \cdot I_{sd} \quad \text{II.67}$$

Cette méthode de magnétisation possède l'avantage de fonctionner à un facteur de puissance unitaire au rotor. Ceci sous-entend alors que c'est au convertisseur du stator de fournir la totalité de l'énergie réactive nécessaire à la MADA.

Soit par le rotor seul :

$$I_{sd} = 0 \Leftrightarrow \phi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} \quad \text{II.68}$$

Cette seconde méthode de magnétisation, accompagnée d'une orientation du flux statorique, permet de fonctionner à facteur de puissance unitaire au stator. Le convertisseur du rotor fournit la totalité de la puissance réactive à la machine. En orientant le flux rotorique, il n'est plus possible d'avoir un facteur de puissance unitaire dans l'une des deux armatures.

Soit de façon mixte à la fois par le stator et par le rotor :

$$\phi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + M_{sr} \cdot I_{sd} \quad \text{II.69}$$

Ce dernier type de magnétisation permet de partager l'énergie réactive fournie à la machine entre le convertisseur du stator et celui du rotor. Dans ce cas, il n'est plus possible aussi d'avoir un facteur de puissance unitaire dans l'une des deux

armatures quel que soit le flux à orienter. L'inconvénient de cette façon de magnétiser la machine, réside au niveau d'un fonctionnement défaillant de la machine où la magnétisation par une seule armature présente plus de souplesse dans la reconfiguration du mode de fonctionnement.

Dans la suite de notre étude nous choisirons la première méthode de magnétisation c'est-à-dire une magnétisation par le stator.

La figure II.6. illustre la représentation vectorielle de l'ensemble des grandeurs caractéristiques de la MADA. Les vecteurs tension V_r et courant I_r rotoriques sont colinéaires (V_{rd} et I_{rd} nuls en régime permanent), donc le facteur de puissance au rotor est unitaire. Les composantes directes du flux rotorique et du courant statorique montrent d'un côté l'orientation du flux rotorique et de l'autre côté la magnétisation de la machine par le stator. Nous remarquons aussi le découplage entre le couple et le flux dans la machine.

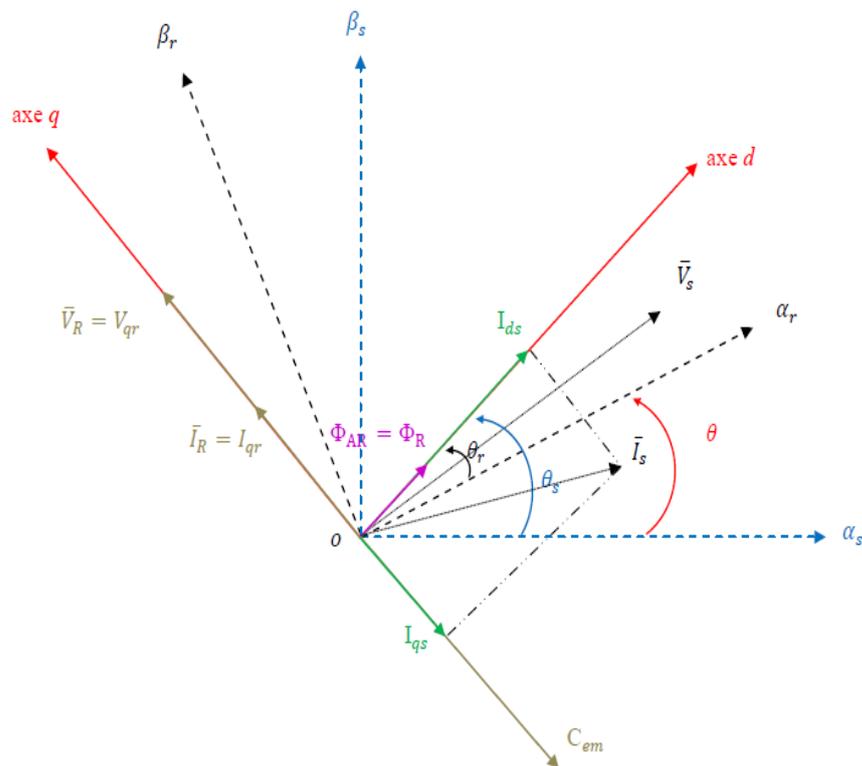


Figure II.6 : Diagramme vectoriel de la MADA correspondant à une magnétisation par le stator.

II.9.2. Contrôle des courants et les termes de compensation

II.9.2.1. Méthodes existantes

a. Première méthode

Cette méthode a été introduite par D. LECOQ dans [16], [05] et [87]. Elle demande l'utilisation de quatre correcteurs de courant.

Dans le but d'obtenir un bon découplage entre les grandeurs suivant les axes d et q, il définit des nouvelles tensions transformées comme suit :

$$\begin{cases} V_{tsq} = V_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{rq} \\ V_{trq} = V_{rq} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{sq} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{tsd} = V_{sd} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{rd} \\ V_{trd} = V_{rd} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{sd} \end{cases} \quad \text{II.70}$$

En se basant sur l'orientation du flux rotorique et en imposant un facteur de puissance unitaire au rotor, nous aurons :

$$\begin{cases} \phi_{rq} = 0 \Rightarrow I_{rq} = -\frac{M_{sr}}{L_r} I_{sq} \\ I_{rd} = 0 \\ I_{sd} = -\frac{\phi_{rq}}{M_{sr}} \end{cases} \quad \text{II.71}$$

D'où :

$$\begin{cases} V_{tsd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} - R_r \frac{M_{sr}}{L_r} I_{rd} - \phi_{sq} \omega_s + \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rq} (\omega_s - \omega) \\ V_{tsq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} - R_r \frac{M_{sr}}{L_r} I_{rq} + \phi_{sd} \omega_s - \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} (\omega_s - \omega) \\ V_{trd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} - R_s \frac{M_{sr}}{L_s} I_{sd} - \phi_{rq} (\omega_s - \omega) + \frac{M_{sr}}{L_s} \phi_{sq} \omega_s \\ V_{trq} = R_r I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} - R_s \frac{M_{sr}}{L_s} I_{sq} + \phi_{rd} (\omega_s - \omega) - \frac{M_{sr}}{L_s} \phi_{sd} \omega_s \end{cases} \quad \text{II.72}$$

Soit :

$$\begin{cases} V_{tsd} = V_{tsdc} + V_{tsdc1} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + V_{tsdc1} \\ V_{tsq} = V_{tsqc} + V_{tsqc1} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + V_{tsqc1} \\ V_{trd} = V_{trdc} + V_{trdc1} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + V_{trdc1} \\ V_{trq} = V_{trqc} + V_{trqc1} = R_r I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + V_{trqc1} \end{cases} \quad \text{II.73}$$

Où V_{tsdc1} , V_{tsqc1} , V_{trdc1} et V_{trqc1} sont considérés comme des termes de compensation.

Cette méthode nous donne la même fonction de transfert entre les courants et les tensions d'un même axe au stator ainsi qu'au rotor, comme le montre l'équation (II.74).

$$\begin{cases} \frac{I_{sq}(s)}{V_{tsqc}(s)} = \frac{I_{sd}(s)}{V_{tsd}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s \cdot s} \\ \frac{I_{rq}(s)}{V_{trqc}(s)} = \frac{I_{rd}(s)}{V_{trd}(s)} = \frac{1}{R_r + \sigma L_r \cdot s} \end{cases} \quad \text{II.74}$$

Le schéma de régulation associé à chacun des quatre courants est donné par la figure suivante :

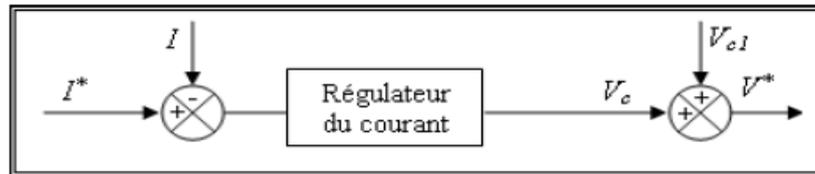


Figure II.7 : Schéma de régulation d'un courant par la méthode de LECOCQ.

Dans cette configuration, le flux est imposé par le courant I_{sd} alors que le couple est l'image inverse du courant I_{rq} . Comme annonçait son auteur, cette méthode donne des résultats très satisfaisants pour des fréquences rotoriques faibles. De plus, le flux simulé est légèrement sensible aux variations paramétriques de la machine surtout à l'instant d'application d'une consigne de couple ou de vitesse, ce problème est essentiellement lié à la saturation des correcteurs de courants.

b. Deuxième méthode

D. RAMUZ propose dans [88], [89] et [90] de faire régler les courants côté rotor et de garder les courants au stator sans régulation. Dans son travail, il a étudié plusieurs possibilités d'orientation du flux dans la machine.

Le système d'équations liant les tensions aux courants, avec toutes les grandeurs ramenées au stator (l'indice « ' » est associé aux grandeurs ramenées) est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd}' = \frac{R_s}{2} I_d' + \frac{(L_s + M_{sr}')}{2} \frac{dI_d'}{dt} \\ V_{sq}' = -\frac{M_{sr}'}{L_s} R_s I_{rd}' + \frac{(L_s + M_{sr}')}{2} \omega_s I_d' \\ V_{rd}' = \frac{R_r'}{2} I_d' + \frac{(L_s + M_{sr}')}{2} \frac{dI_d'}{dt} - \sigma L_r' \omega_r I_{rq}' \\ V_{rq}' = R_r' I_{rq}' + \sigma L_r' \frac{dI_{rq}'}{dt} + \frac{(L_s + M_{sr}')}{2} \omega_r I_d' \end{array} \right. \quad \text{II.75}$$

Avec:

$$I_{rd}' = I_{rd}' = \frac{I_d'}{2} \quad \text{et} \quad \phi_{sq} = 0 \Rightarrow I_{sq}' = -\frac{M_{sr}'}{L_s} I_{rq}' \quad \text{II.76}$$

En prenant comme termes de compensation les quantités suivantes :

$$V_{rdc}' = -\sigma L_r' \omega_r I_{rq}' \quad V_{rdc}' = \frac{L_s + M_{sr}'}{2} \omega_r I_d' \quad \text{II.77}$$

Il a obtenu pour les courants rotoriques les fonctions de transfert suivantes:

$$\frac{I_{rd}'(s)}{V_{rd}'(s)} = \frac{1}{R_r' + (L_s + M_{sr}')s} \quad \text{et} \quad \frac{I_{rq}'(s)}{V_{rq}'(s)} = \frac{1}{R_r' + \sigma L_r' s} \quad \text{II.78}$$

Pour le stator, le fonctionnement se fait en boucle ouverte en calculant les tensions de référence comme suit :

$$V_{sd}^* = \frac{R_s}{2} I_d^{*'} = R_s I_{rd}^{*'} \quad ; \quad V_{sq}^* = -\frac{M_{sr}'}{L_s} R_s I_{rq}^{*'} + (L_s + M_{sr}') \omega_s I_{rd}^{*'} \quad \text{II.79}$$

Le schéma de régulation retenu, pour les courants au rotor, sera donné dans la figure II.8.

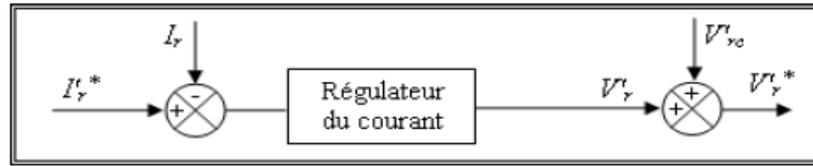


Figure II.8 : Schéma de régulation d'un courant au rotor par la méthode de RAMUZ.

Dans cette méthode, les composantes des tensions sont calculées à partir d'un modèle statorique. Ce type de commande impose un point de fonctionnement donné, laissant le soin aux régulateurs de maîtriser la dynamique générale du moteur. Dans le cas où la linéarité magnétique de la machine n'est plus respectée, une courbe donnant le flux en fonction de la vitesse mesurée sert à déterminer le courant de magnétisation général.

Dans cette configuration, la dynamique des courants au rotor est seulement contrôlée, les courants au stator sont laissés en boucle ouverte. En plus, les courants au rotor ne présentent pas la même constante de temps. Lors de l'étude de l'effet des variations paramétriques, le flux et le couple présentent une dynamique trop perturbée et peuvent même diverger si les variations dépassent les 50%.

c. Troisième méthode

R. GHOSN propose dans [91], [92], [93] une autre méthode pour calculer les termes de compensation et faire la régulation des courants. La méthode est basée sur quatre boucles de correction, une orientation des axes suivant le flux au rotor et un facteur de puissance unitaire au rotor.

En respectant les conditions citées ci-dessus, nous pouvons écrire :

$$I_{rd} = 0 \quad \text{et} \quad \phi_{rq} = 0 \Rightarrow C_{em} = -p\phi_{rd}I_{rq} = -pM_{sr}I_{sd}I_{rq} \quad \text{II.80}$$

Le flux rotorique suivant l'axe d est donnée par :

$$\phi_{rd} = L_r I_{rd} + M_{sr} I_{sd} \quad \text{II.81}$$

En définissant un courant magnétisant rotorique de la forme :

$$I_{mr} = I_{sd} + \frac{L_r}{M_{sr}} I_{rd} \quad \text{II.82}$$

Nous aurons :

$$\phi_{rd} = M_{sr} I_{mr} \quad \text{II.83}$$

Posons :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} + V_{sdc1} \\ V_{sq} = V_{sq1} + V_{sqc1} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{rd} = V_{rd1} + V_{rdc1} \\ V_{rq} = V_{rq1} + V_{rqc1} \end{cases} \quad \text{II.84}$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{sd1} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ V_{sq1} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \\ V_{rd1} = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ V_{rq1} = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{sdc1} = -\omega_s \phi_{sq} \\ V_{sqc1} = \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rdc1} = -\omega_r \phi_{rq} \\ V_{rqc1} = \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad \text{II.85}$$

Où V_{xyc1} sont les termes de compensation définis à partir du fonctionnement en régime permanent.

En appliquant la transformée de Laplace aux équations et en cherchant à exprimer I_{mr} en fonction de V_{sd1} et V_{rd1} , nous obtenons :

$$\begin{cases} I_{rd}(s) = \frac{\frac{1+T_s \cdot s}{R_r}}{1+(T_s+T_r) \cdot s + \sigma T_s T_r \cdot s^2} V_{rd1}(s) - \frac{\frac{M_{sr} \cdot s}{R_s R_r}}{1+(T_s+T_r) \cdot s + \sigma T_s T_r \cdot s^2} V_{sd1}(s) \\ I_{mr}(s) = \frac{\frac{T_r}{M_{sr}}(1+\sigma T_s \cdot s)}{1+(T_s+T_r) \cdot s + \sigma T_s T_r \cdot s^2} V_{rd1}(s) - \frac{\frac{1}{R_s}}{1+(T_s+T_r) \cdot s + \sigma T_s T_r \cdot s^2} V_{sd1}(s) \end{cases} \quad \text{II.86}$$

Un calcul identique nous donne les fonctions de transfert suivant l'axe q. Le schéma de régulation et du découplage sera donné par la figure II.9.

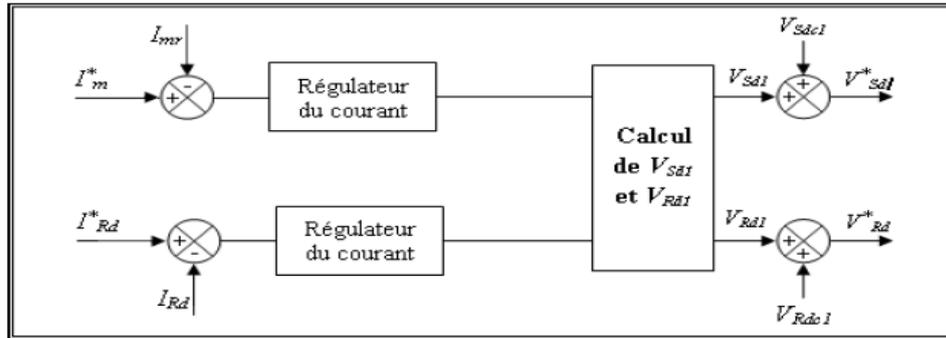


Figure II.9 : Schéma de régulation des deux courants par la méthode de GHOSN.

Comme annonçait son auteur, cette méthode est caractérisée par une dynamique des courants et du flux mieux contrôlée que pour les méthodes précédentes. Ainsi qu'elle est peu sensible aux variations paramétriques. Par contre, elle présente des fonctions de transfert lourdes à manipuler et un calcul des tensions de référence en deux étapes. Ce qui rend leur utilisation assez limitée.

La méthode de découplage par compensation (méthode de LECOCQ) est retenue dans ce travail pour assurer le découplage des courants. Cette dernière est très utilisée en pratique grâce à ses performances techniques et à sa simplicité de mise en œuvre.

II.9.3. Commande vectorielle avec découplage par compensation

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

$$\frac{I_{sq}(s)}{V_{tsqc}(s)} = \frac{I_{sd}(s)}{V_{tsd}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s \cdot s} \quad \text{II.87}$$

Et :

$$\frac{I_{rq}(s)}{V_{trqc}(s)} = \frac{I_{rd}(s)}{V_{trd}(s)} = \frac{1}{R_r + \sigma L_r \cdot s} \quad \text{II.88}$$

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 :

$$\begin{cases} I_{sd}^* = \frac{1}{M_{sr}} \phi_{rd}^* \\ I_{rd}^* = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} I_{sq}^* = \frac{L_r}{pM_{sr}\phi_{rd}^*} C_{em}^* \\ I_{rq}^* = -\frac{1}{p\phi_{rd}^*} C_{em}^* \end{cases} \quad \text{II.89}$$

Ainsi la structure de la régulation des courants est représentée par les figures (II.10) et (II.11).

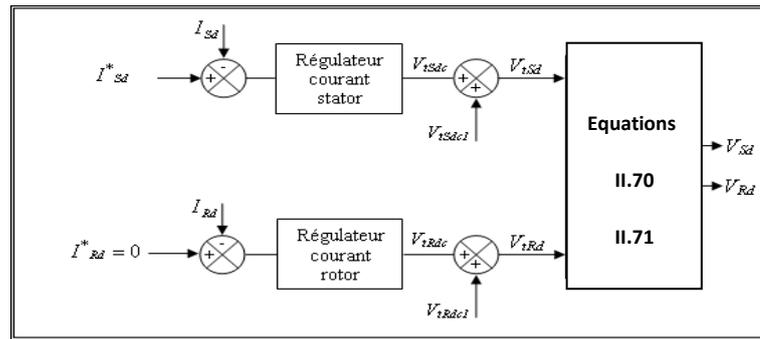


Figure II.10 : Régulation des courants statorique et rotorique de l'axe d.

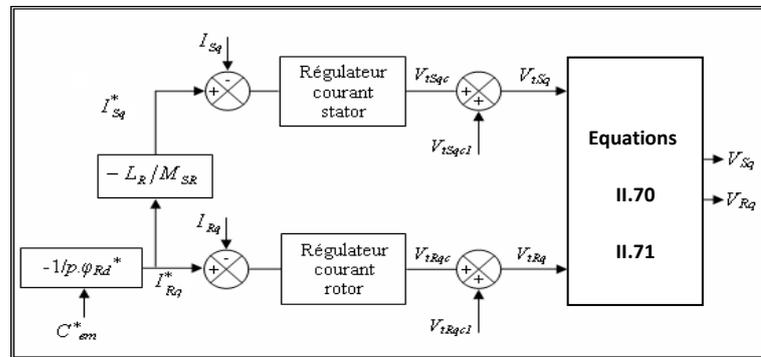


Figure II.11 : Régulation des courants statorique et rotorique de l'axe q.

Dans la commande conventionnelle, le couple électromagnétique C_{em} et les courants sont contrôlés par des correcteurs de type PI [29]. En tenant compte de l'alimentation en tension de la MADA, les grandeurs de commande sont les tensions V_{sd} , V_{sq} , 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_{sq} , θ_s et θ_r). Les angles θ_s et θ_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 II.12.

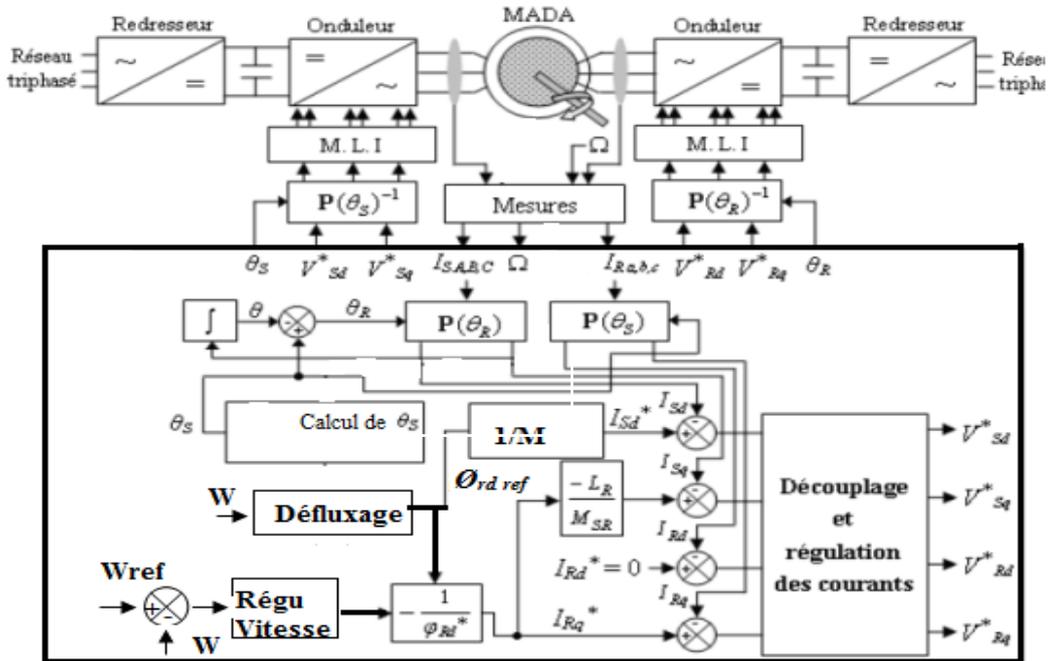


Figure II.12 : Le schéma de principe de la commande vectorielle indirecte de la MADA.

II.9.4 Calcul des correcteurs

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.

II.9.4.1 Correcteurs des courants statoriques

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

$$\frac{I_{sq}(s)}{V_{tsqc}(s)} = \frac{I_{sd}(s)}{V_{tsdc}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma T_s s} \quad \text{II.90}$$

Avec : $T_s = \frac{L_s}{R_s}$

Les composantes du courant statorique (I_{sd} , I_{sq}), ont la même boucle de régulation donnée par la figure II.13.

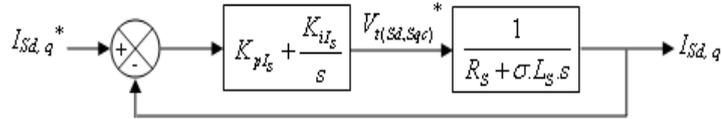


Figure II.13 : Schéma bloc de régulation des courants statoriques.

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

$$H_{I_s}(s) = \frac{I_{sd,q}}{V_{sd,q}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma T_s R_s} (K_{pls} \cdot s + K_{ils})}{s^2 + s \left(\frac{1 + \frac{K_{pls}}{R_s}}{\sigma T_s} \right) + \frac{K_{ils}}{\sigma T_s R_s}} \quad \text{II.91}$$

Le dimensionnement des correcteurs est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique de l'équation (II.91) est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative. Le dénominateur des fonctions de transfert correspondantes est de la forme :

$$D(s) = s^2 + 2 \cdot \xi \omega_0 s + \omega_0^2 \quad \text{II.92}$$

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

Par identification entre les équations (II.91) et (II.92), nous obtenons les paramètres suivants du correcteur PI :

$$\begin{cases} K_{pls} = R_s (2\xi \omega_0 \sigma T_s - 1) \\ K_{ils} = \omega_0^2 \sigma T_s R_s \end{cases}$$

II.9.4.2 Correcteurs des courants rotoriques

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

$$\frac{I_{rq}(s)}{V_{trqc}(s)} = \frac{I_{rd}(s)}{V_{trd}(s)} = \frac{1}{1 + \sigma T_r s} \frac{1}{R_r} \quad \text{II.93}$$

Avec : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

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 II.14.

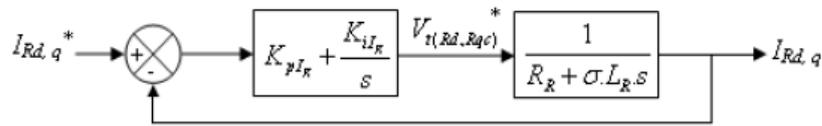


Figure II.14 : Schéma bloc de régulation des courants rotoriques.

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

$$H_{I_r}(s) = \frac{I_{rd,q}}{V_{rd,q}^*} = \frac{1}{\sigma T_r R_r} \frac{(K_{plr} s + K_{ilr})}{s^2 + s \left(\frac{1 + \frac{K_{plr}}{R_r}}{\sigma T_r} \right) + \frac{K_{ils}}{\sigma T_r R_r}} \quad \text{II.94}$$

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.

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

II.9.4.3 Correcteurs du flux

Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale. Le schéma bloc de la chaîne de régulation du flux rotorique est donné par la figure II.15.

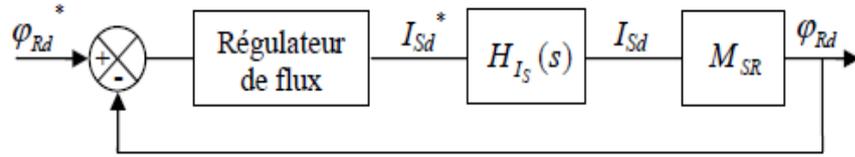


Figure II.15 : Schéma bloc de régulation du flux rotoriques.

La fonction de transfert en boucle ouverte du flux est donnée par :

$$G_{\phi}(s) = M_{sr} \cdot C_{\phi}(s) \cdot H_{I_s}(s) = C_{\phi}(s) \frac{M_{sr}}{1 + \tau_i s} \quad \text{II.95}$$

Où $H(s)_{I_s}$ est la fonction de transfert en boucle fermée du courant statorique et τ_i est sa constante de temps.

La boucle du flux doit répondre comme suit :

- Erreur statique nulle.
- Temps de réponse plus grand que celui du courant et inférieur à celui de la vitesse.
- Amortissement quasi-unitaire.

Le choix d'un correcteur à action proportionnelle et intégrale (PI) répondra bien. Soit :

$$G_{\phi}(s) = K_{p\phi} + \frac{K_{i\phi}}{s} \quad \text{II.96}$$

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

$$H_{\phi}(s) = \frac{\phi_{rd}}{\phi_{rd}^*} = \frac{\frac{M_{sr}}{\tau_i} (K_{p\phi} \cdot s + K_{i\phi})}{s^2 + s \left(\frac{1 + K_{p\phi} M_{sr}}{\tau_i} \right) + \frac{M_{sr} K_{i\phi}}{\tau_i}} \quad \text{II.97}$$

De la même manière, pour dimensionner le correcteur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles. Les paramètres du correcteur seront :

$$\begin{cases} K_{p\phi} = M_{sr} (2\xi\omega_0\tau_i - 1) \\ K_{i\phi} = \frac{\omega_0^2 \tau_i}{M_{sr}} \end{cases}$$

Nous devons signaler que pour la commande IRFOC, nous n'avons pas besoin du régulateur de flux. Cependant ce dernier est indispensable dans la commande vectorielle directe (DFOC).

II.10. Régulation de la vitesse de la MADA

Il est bien connu que la régulation de la 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 la 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 [30].

Une des solutions qui peuvent être utilisées 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 :

$$\frac{\Omega_f^*}{\Omega^*} = \frac{1}{1 + sT_f} \quad \text{II.98}$$

Où : Ω_f^* est la vitesse de référence filtrée, T_f est la constante du temps du filtre.

II.10.1 Synthèse du correcteur PI de vitesse

L'équation mécanique de la MADA est de la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad \text{II.99}$$

Avec :

J : moment d'inertie de la MADA.

f : coefficient de frottement visqueux de la MADA à vide.

C_r : couple de charge.

Ω : vitesse mécanique.

C_{em} : couple électromagnétique.

Nous rappelons que notre commande est celle d'un contrôle à flux rotorique orienté, donc nous avons :

$$C_{em} = \frac{pM_{sr}\phi_{rd}^*}{L_r} I_{sq} = K_{em} I_{sq} \quad \text{II.100}$$

Et

$$J \frac{d\Omega}{dt} = K_{em} I_{sq} - f\Omega - C_r \quad \text{II.101}$$

En appliquant la transformée de Laplace à cette dernière équation, nous trouvons :

$$\Omega(s) = \frac{K_{em} K_m}{1 + T_m s} I_{sq}(s) - \frac{K_m}{1 + T_m s} C_r(s) \quad \text{II.102}$$

Avec $K_m = \frac{p}{f}$ et $T_m = \frac{J}{f}$

$C_r(s)$ joue le rôle d'une entrée perturbatrice pour la vitesse, l'entrée principale étant $I_{sq}(s)$.

Ainsi, le schéma bloc de la régulation sera conforme à celui de la figure (II.16).

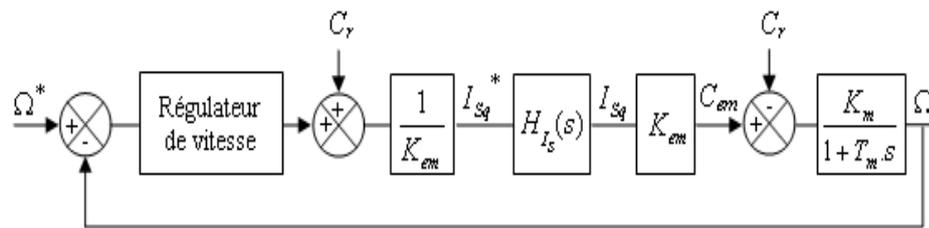


Figure II.16 : Chaîne de régulation de la vitesse.

Dans ce schéma, $H_{I_s}(s)$ est la fonction de transfert en boucle fermée du courant I_{sq} .

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de vitesse (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour cette boucle seront plus proches de l'origine du plan des racines par rapport aux pôles des boucles des courants.

La fonction de transfert en boucle ouverte de la vitesse corrigée est donnée par :

$$G_{\Omega}(s) = C_{\Omega}(s)H_{Is}(s) \frac{K_{em}K_m}{1+T_ms} \quad \text{II.103}$$

Un correcteur PI vérifiera le cahier de charges exigé, avec :

$$G_{\Omega}(s) = K_{p\Omega} \left(1 + \frac{1}{K_{i\Omega} \cdot s} \right) \quad \text{II.104}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\frac{K_m K_{p\Omega} s + K_m K_{i\Omega}}{T_m}}{s^2 + s \left(\frac{1 + K_m K_{p\Omega}}{T_m} \right) + \frac{K_m K_{i\Omega}}{T_m}} \quad \text{II.105}$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur PI :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{(2\xi\omega_0 T_m - 1)}{K_m} \\ K_{i\Omega} = \frac{\omega_0^2 T_m}{K_m} \end{cases}$$

Pour notre étude, nous avons appliqué la technique PSO (Particle Swarm Optimization) dans le but d'ajuster les gains du régulateur PI utilisé dans la boucle de vitesse ce qui peut être appliqué notamment pour calculer d'une façon optimale les autres gains utilisés dans cette étude comme les gains du régulateur flou [119]. Nous devons signaler que cette technique du PSO est l'une des techniques de l'intelligence artificielle.

II.11. Simulation et interprétation des résultats

II.11.1 Schéma de régulation de la vitesse de la MADA

Toutes les simulations des commandes présentées dans ce projet sont réalisées sur un moteur asynchrone à rotor bobiné où le stator et le rotor sont

alimentés à travers deux onduleurs de tension commandés par la technique MLI et pilotés par une commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique. En outre, un découplage avec la méthode de LECOQ (par compensation) a été adopté pour les quatre courants.

Toutes ces simulations des commandes seront retenues dans les prochains chapitres, avec les mêmes conditions, afin de permettre la comparaison des différentes stratégies de commande envisagées dans ce travail.

II.11.2 Résultats de simulation

Les résultats obtenus lors d'un cycle complet de fonctionnement pour les différents tests de simulation de la vitesse, du couple électromagnétique, des composantes du flux et des courants seront représentés respectivement par les figures (II.17-II.22). Tous contiennent des zooms sur les moments de changement de contrainte.

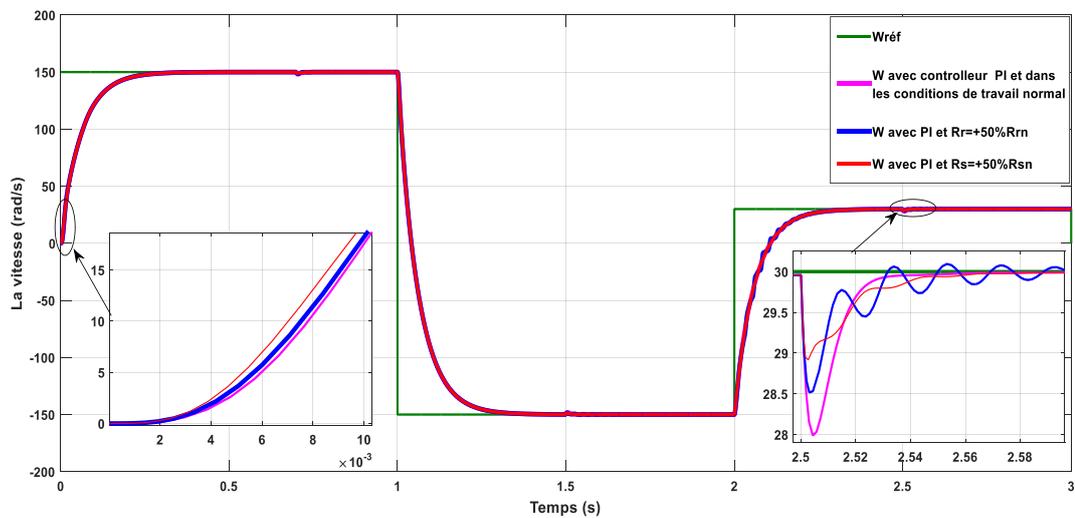


Figure II.17 : La vitesse

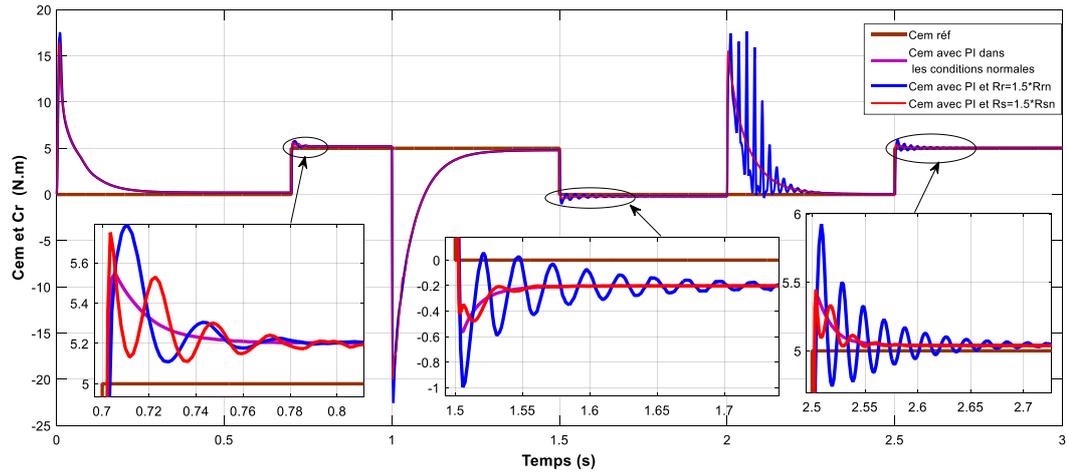


Figure II.18 : Le couple électromagnétique et le couple résistant

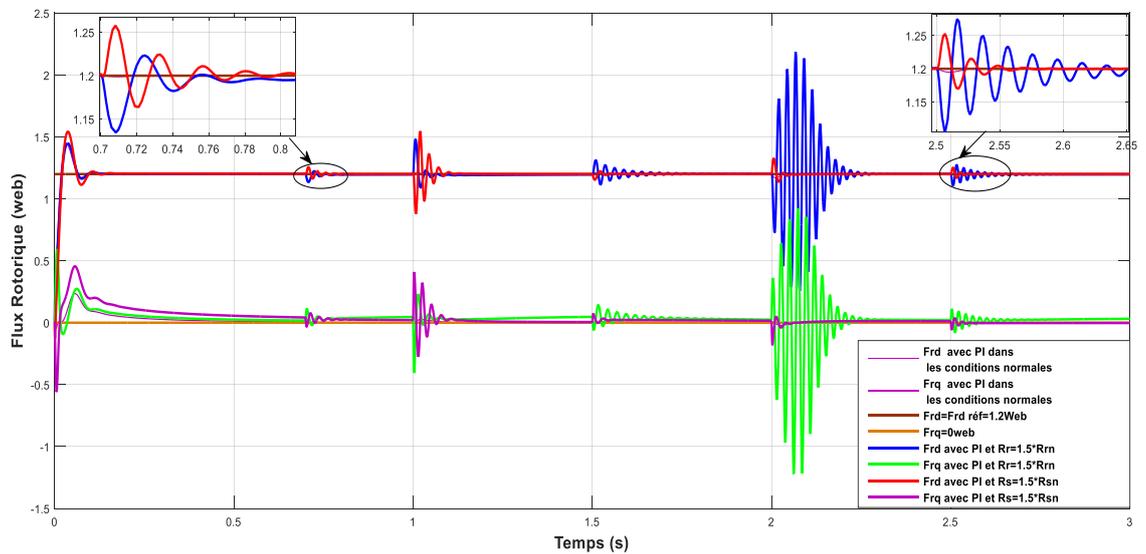


Figure II.19 : Le flux rotorique

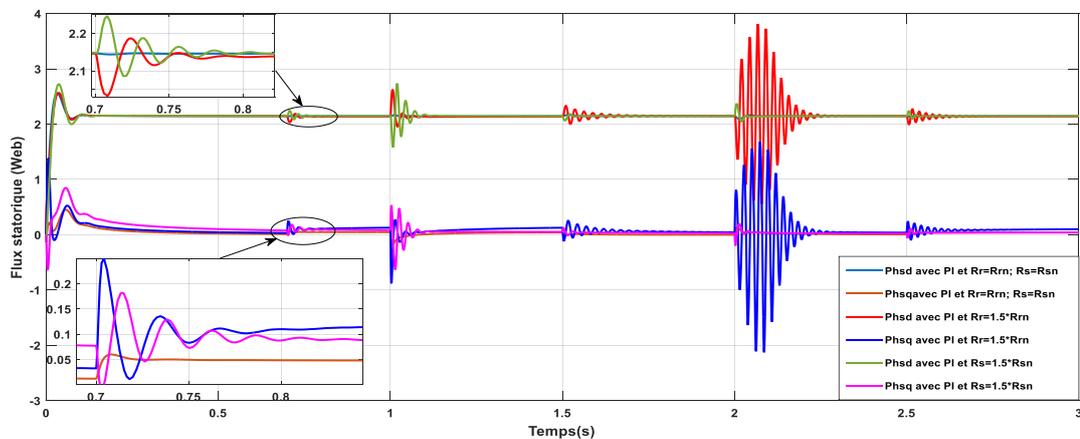


Figure II.20 : Le flux statorique

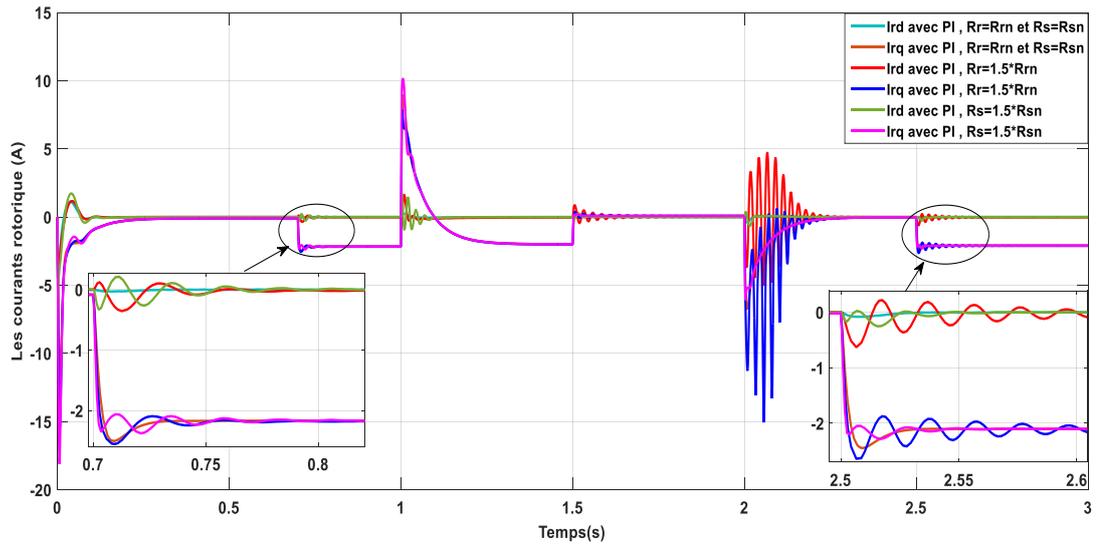


Figure II.21 : Le courant rotorique

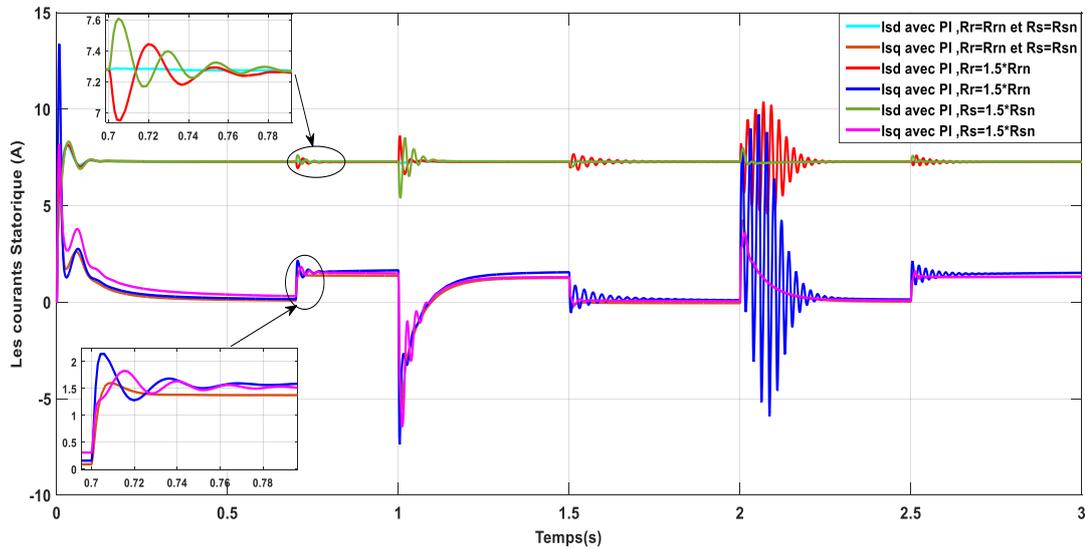


Figure II.22 : Le courant statorique

II.11.3 Interprétation des résultats

Lors d'un cycle complet de fonctionnement défini par les figures (II.17-II.22), nous analyserons, dans la suite et en détails, les points de fonctionnement les plus intéressants.

II.11.3.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de charge

Pour tester la robustesse de la régulation via la variation des conditions de travail, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 150

rad /sec avec insertion du couple de charge de 5 Nm à l'instant $t=0.7$ sec pour voir le comportement de la machine.

Pour les différents profils et dans les conditions de fonctionnement normal, la vitesse de rotation (figure II.17) suit bien son profil de référence avec une erreur de poursuite faible pendant les phases transitoires et en s'annulant en régime permanent jusqu'à l'introduction du couple à l'instant $t=0.7$ sec qui génère une diminution de la vitesse de rotation. D'après ce résultat de simulation, nous notons que le régulateur PI n'est pas parfaitement robuste car la réponse dynamique de la vitesse est légèrement affectée.

Au régime transitoire le couple (figure II.18) atteint 17 N.m puis il commence à suivre bien le signal de commande qui finit par converger vers une valeur proche de zéro (qui équivaut au couple de frottement). Mais lorsque la charge est appliquée, nous voyons que le couple fait un dépassement puis suit sa valeur de référence, et il reste proportionnel au courant I_{sq} Fig II.22.

Dans la figure II.19, nous observons une excellente orientation du flux rotorique sur l'axe direct. Ce qui se répercute sur le couple électromagnétique, qui suit parfaitement le couple de référence, représentant la loi de commande générée par le contrôleur.

Dans les figures (II.21 et II.22), nous notons que l'appel de courant au démarrage et lors de l'application de la charge est maîtrisé avec un régime transitoire de temps très court. D'autre part les résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique traduit par la réponse des composantes I_{sd} et I_{sq} du courant statorique Fig II.22.

D'après ces résultats de simulation, nous notons que le régulateur PI règle rapidement la perturbation due à la variation de la charge, qui affecte légèrement la réponse de la vitesse. En conséquence, cette perturbation n'influe pas pratiquement sur les flux rotoriques ce qui montre l'efficacité de la commande vectorielle.

II.11.4 Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique, deux tests sont effectués. Le premier est celui par

inversion de la vitesse, le deuxième par la variation de la résistance rotorique et statorique.

II.11.4.1 Inversion du sens de rotation suivi d'une suppression de charge

Pour de tester la robustesse de la commande vectorielle indirecte de la MADA vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de (150 rad/sec) à (-150 rad/sec), avec un couple de charge de 5 N.m appliqué à l'instant $t = 0.7$ sec et suspendue à l'instant $t=1.5$ sec. Les résultats obtenus montrent clairement que:

La vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 0.4 sec. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initial, qui se stabilise en régime permanent, à leurs valeurs nominales au bout de 0.2 sec. Le couple électromagnétique atteint -27 N.m pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Les allures des flux rotorique et statorique sont légèrement affectées avec une influence négligeable.

Nous pouvons constater que le changement du sens de rotation ne provoque aucun dépassement au niveau de la réponse de la vitesse et le découplage persiste toujours, ce qui montre la robustesse de cette commande face à des larges variations de vitesse.

II.11.4.2 Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique et statorique

Plusieurs phénomènes physiques provoquent des variations des paramètres du modèle de la machine entre autres une élévation de température augmente les valeurs des résistances. Si l'on fixe une plage de variation de température de l'ordre de -123.15 °C (150°K), au stator et au rotor, et sachant que le coefficient de température du cuivre est de $-269.25 \times 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ ($3.9 \times 10^{-3} \text{ K}^{-3}$), nous déterminons des variations de $\pm 30\%$ des deux résistances.

À ce phénomène vient s'ajouter, entre autres, l'effet de peau dû aux fréquences des courants, le type de ventilation de la machine, ainsi que l'erreur

d'identification de ces paramètres. Au vu de toutes ces sources d'incertitude la valeur de variation des résistances a été majorée à $\pm 50\%$ [73].

Dans ce test, nous avons fait augmenter les résistances rotorique et statorique de +50% de leur valeur nominale. D'après les résultats, nous remarquons de façon claire la variation de la résistance statorique qui n'a que très peu d'influence sur l'orientation du flux, cependant la vitesse est affectée lors de l'application des perturbations avec très peu d'influence sur le temps de réponse du système.

En revanche, la variation de la résistance rotorique influe d'une façon remarquable sur la vitesse (figure II.17) et le couple (figure II.18) surtout durant l'inversion de la consigne et en basse vitesse à $t=2$ sec. mais sur l'orientation du flux figure (II.19 et II.20) l'effet est clairement apparu, tel que cette dernière est altérée surtout pendant les phases transitoires et à l'insertion du couple de charge. Donc, nous notons que le régulateur PI n'est pas robuste vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique.

II.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine asynchrone à rotor bobiné dans le référentiel synchrone d-q et nous l'avons présentée sous forme d'équations d'état. Ce modèle est utile pour la simulation numérique du système de commande avec la MADA dans les chapitres 3 et 4. Nous avons aussi exposé les principes de base de la commande vectorielle directe et indirecte. Notons que cette technique reste la plus répandue pour avoir une commande découplée du flux et du couple.

Enfin, nous avons développé le modèle de la commande vectorielle indirecte en tension par orientation du flux rotorique dans l'environnement MATLAB / SIMULINK avec un contrôleur de vitesse conventionnel de type PI qui a été synthétisé. Les performances obtenues avec ce dernier sont satisfaisantes concernant la réponse en vitesse qui a été excellente dans une large plage de réglage avec une faible erreur de poursuite et une maîtrise du couple et du courant durant le fonctionnement normale de la machine.

Cependant, nous remarquons que la réponse de la vitesse en charge présente des perturbations et le couple présente des oscillations importantes qui peuvent nuire

au fonctionnement du système. De plus, pour les basses vitesses, la variation de la résistance rotorique devient importante et ne doit plus être négligée, ce qui fait perdre la précision de la loi de commande qui est basée sur les hypothèses simplificatrices. Ceci entraîne une augmentation considérable des ondulations du couple et de flux. Donc, la robustesse de la commande vectorielle avec l'emploi du contrôleur PI est faible face aux variations des paramètres du moteur et des conditionnements de travail.

Pour remédier à ce problème et améliorer les performances obtenues par le contrôleur PI, nous proposons d'utiliser un système de commande avec la technique de la logique floue qui occupe une large place parmi les techniques de l'intelligence artificielle. La logique floue sera présentée dans le chapitre suivant.

Chapitre III : Commande par logique floue de la MADA

III.1 Introduction

Les techniques de l'intelligence artificielle sont connues actuellement pour leur grande potentialité de pouvoir résoudre les problèmes liés aux processus industriels, notamment le contrôle, l'estimation et l'identification des paramètres des systèmes variant. Le but de l'Intelligence Artificielle (IA) est de concevoir des systèmes capables de reproduire le comportement de l'être humain dans ses activités de raisonnement [144].

Différentes techniques existent aujourd'hui dans la littérature, telles que les algorithmes génétiques, les algorithmes évolutionnaires, la logique floue et les réseaux de neurones qui s'appliquent de plus en plus dans le contrôle des machines à induction. Dans notre étude nous nous sommes intéressés par ces deux dernières techniques.

Dans ce chapitre, nous présenterons la théorie de la logique floue, puis le principe de la conception d'un régulateur flou, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse de la MADA, nous présenterons également les résultats de simulation numérique dans les mêmes conditions de travail du chapitre II.

III.2 Historique de la logique floue

La logique floue (en anglais *fuzzy logic*) est un sujet d'actualité aujourd'hui. En réalité elle existait déjà depuis longtemps et nous pouvons diviser son histoire de développement en trois étapes [107], [143], [145], [146], [147]. Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la "*logique des valeurs multiples*" ou "*logique floue*" dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies $\{0, 1/2, 1\}$ pour classer les éléments ou symboles.

Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lofti Zadeh, de l'université de Berkeley aux USA, dans son article "Fuzzy Set" [108],[117]. À cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1

ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non-techniques, comme le commerce, la jurisprudence ou la médecine, dans le but de compléter les systèmes experts et afin de leur donner l'aptitude de prise de décision.

Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage. Ainsi en 1974 à Londres [119], le professeur Mamdani développe une stratégie pour le contrôle des procédés et présente les résultats très encourageants qu'il a obtenus sur la conduite d'un moteur à vapeur. Parallèlement, certains chercheurs se sont penchés sur la résolution par logique floue de problèmes réputés difficiles. En 1978, [123] dans la société danoise, F.L.Smidth réalise le contrôle d'un four à ciment. C'est là la première véritable application industrielle de la logique floue.

À la fin des années 1980 c'est au Japon où la recherche de la logique floue connaît son véritable essor dans l'industrie et les produits grand public. Et à partir de 1985 environ, ce sont aussi les Japonais qui commencent à utiliser la logique floue dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande [109]. Enfin, des applications existent dans des domaines très différents tels que le finance ou le diagnostic médical [123].

III.3 Domaines d'application de la logique floue

La logique floue est de grande actualité. Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications et surtout des réalisations dans le domaine du réglage et de la commande de processus industriels liés à l'énergie, les transports, la transformation de la matière. Parmi ses applications nous pouvons citer [124] :

- a) Commande des Systèmes de transport :
 - Commande de métro avec un fonctionnement plus confortable et économique et une précision d'arrêt (1987 Seng - JAPAN) ;
 - Commande d'ascenseurs avec temps d'attente réduit ;
 - Commande de grues à portiques pour containers ;

- b) Commande des Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...);
- c) Commande des appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.);
- d) Commande des systèmes autonomes mobiles;
- e) Commande des systèmes de conditionnement d'ambiance;
- f) Commande des systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance;
- g) Commande des systèmes de contrôle / commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet;
- h) Commande des systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules.

III.4 Généralités sur la théorie du contrôle par la logique floue

III.4.1 Principe et définition de la logique floue

La logique floue est une technique pour le traitement de connaissances imprécises et incertaines, elle repose sur la théorie des ensembles flous qui permettent de prendre en considération des variables linguistiques caractérisés par le raisonnement humain dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel, telle que grand, petit, lent, rapide, ...etc. [110].

Ces ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique de labels linguistiques largement utilisés dans l'expression de connaissances expertes, qualitatives et manipulées dans le raisonnement approché qui sera fait à partir de cette connaissance. Ils apparaissent donc comme un moyen de réaliser l'interface entre l'information numérique (quantitative) et l'information symbolique (linguistique, qualitative).

Pour comprendre l'intérêt de la logique floue sur la logique classique nous présentons un exemple de vitesse qui peut être dans la théorie des ensembles conventionnels qualifiée par les termes «faible » ou «élevée », donc le « degré d'appartenance » peut être nul ou égal à l'unité (0 ou 1). Par contre dans la théorie des ensembles flous la «vitesse » devient une variable linguistique dont les valeurs sont par exemple : « très faible », « faible », « moyenne », « élevée », « très élevée », donc le degré d'appartenance peut prendre n'importe quelle valeur comprise dans l'intervalle [0,1].

Sans trop se perdre dans les formalismes mathématiques de la logique floue, nous allons présenter brièvement les propriétés essentielles de cette méthode, où nous allons détailler surtout les méthodes qui sont appliquées dans la commande.

III.4.2 Les Bases de la commande floue

Nous avons vu à travers l'exemple introductif l'intérêt et le principe de la commande et de la logique floue. Cette partie va nous permettre de formaliser mathématiquement ses concepts. Nous verrons tout d'abord comment fuzzifier (c'est-à-dire passer d'une variable réelle à une variable floue), puis comment construire un schéma de commande par la définition de règles d'inférence

III.4.2.1 Ensembles flous

Un ensemble flou A est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ exprimé entre les valeurs [0,1] et qui quantifie le degré par lequel un élément x de X appartient à A . Plusieurs ensembles flous (parfois appelés sous-ensembles) peuvent être définis sur la même variable, chacune par une fonction d'appartenance, l'ensemble est appelé «Univers de discours X ».

$$A = \{(x, \mu_A(x) | x \in X\} \quad \text{III.1}$$

Où $\mu_A(u)$ est une fonction qui prend des valeurs comprises entre 0 et 1 et est appelée fonction d'appartenance.

III.4.2.2 Les fonctions d'appartenance

Plusieurs formes non linéaires assez différentes peuvent représenter les fonctions d'appartenance (figure III.1). Les formes trapézoïdale, triangulaire, et de cloche sont les plus souvent employées [109].

La variable x varie dans un domaine appelé univers de discours, ce dernier est partagé en sous-ensembles flous de façon que dans chaque zone il y ait une situation dominante. Ces zones sont décrites par des fonctions convexes, généralement sous forme triangulaire ou trapézoïdale, elles admettent comme argument la position de la variable x dans l'univers de discours, et comme sortie le degré d'appartenance de x à la situation décrite par la fonction notée [111] :

$\mu_E(x)$: degré d'appartenance de x au sous ensemble E .

Le choix de la répartition des fonctions, leurs chevauchements ainsi que leurs formes doit être judicieux comme il est indiqué dans la figure (III.1). Celle-ci donne quelques fonctions d'appartenance.

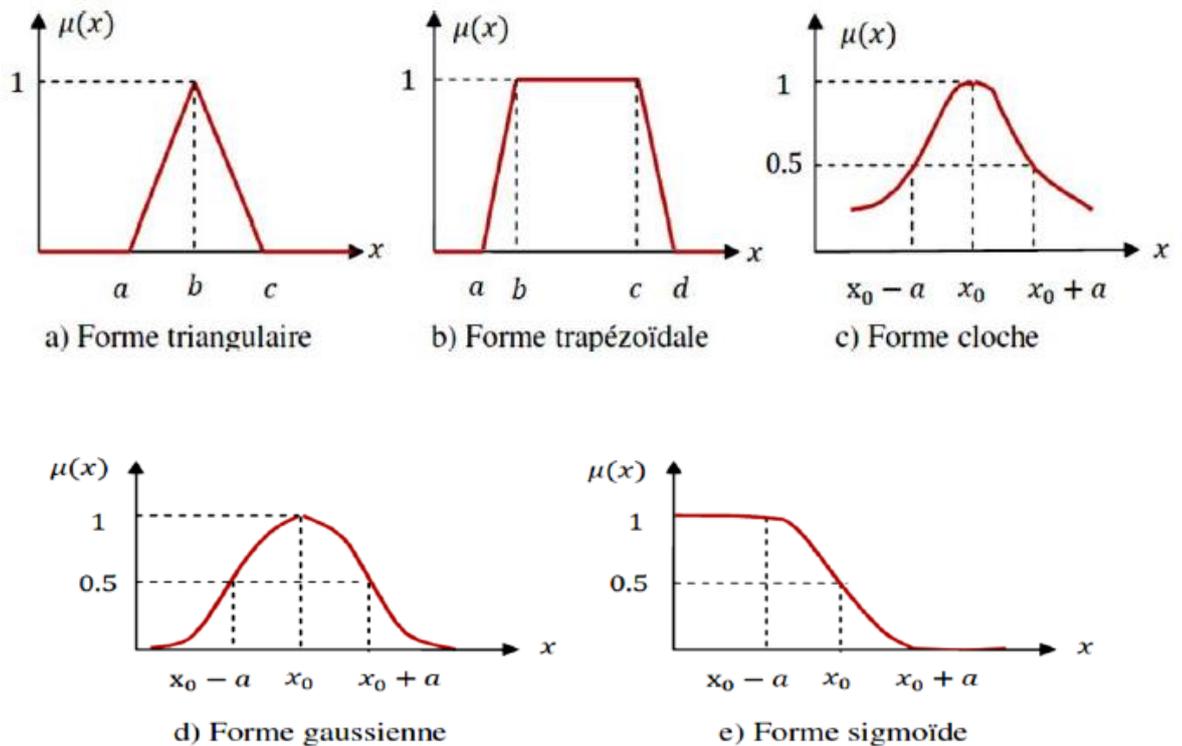


Figure III.1 : Exemples des fonctions d'appartenance [112].

III.4.2.3 Opérateurs de la logique floue

Dans la théorie des ensembles classiques on définit les relations : intersection, union et complémentation qui sont traduites par les opérateurs **ET**, **OU**, **NON**. Ces opérateurs existent également en logique floue, mais sont adaptés aux spécificités de cette logique pour traiter les ensembles flous. Ainsi des opérateurs homologues à ceux de la logique booléenne sont créés en essayant de respecter un certain nombre de propriétés et afin de retrouver les opérations de base qui existent en logique classique.

Soient p et m , deux sous-ensembles flous d'une variable linguistique définie sur l'univers de discours X par leurs fonctions d'appartenance respectives μ_p et μ_m [112].

a) Opérateur OU

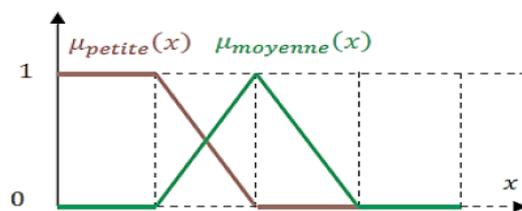
L'opérateur OU correspond à l'union de deux ensembles flous p et m définis dans l'univers de discours X . L'union ($p \cup m$) est aussi un ensemble flou de X , avec une fonction d'appartenance donnée par [108] :

$$\mu_{p \cup m}(X) = \max\{\mu_p(x), \mu_m(x)\} \quad \text{III.2}$$

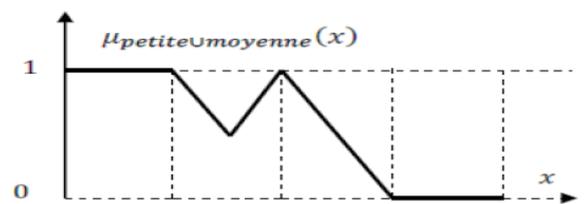
Ou bien

$$\mu_{p \cup m}(X) = \mu_p(x) + \mu_m(x) \quad \text{III.3}$$

Où le symbole « \cup » est l'opérateur maximum. Il est équivalent à la logique booléenne OR.



a) Partition floue de l'univers de discours $\mu_m(x)$



b) Ensemble flou : « $\mu_p(x)$ ou $\mu_m(x)$ »

Figure III.2 : Union des sous-ensembles flous « petite » et « moyenne » pour la variable linguistique [112]

b) Opérateur ET

L'opérateur ET correspond à l'intersection de deux ensembles flous p et m définis dans l'univers de discours X . L'intersection ($p \cap m$) est aussi un ensemble flou de X , avec une fonction d'appartenance donnée par [108]:

$$\mu_{p \cap m}(X) = \min\{\mu_p(x), \mu_m(x)\} \quad \text{III.4}$$

Ou bien

$$\mu_{p \cap m}(X) = \mu_p(x) \times \mu_m(x) \quad \text{III.5}$$

Où le symbole « \cap » est l'opérateur minimum.

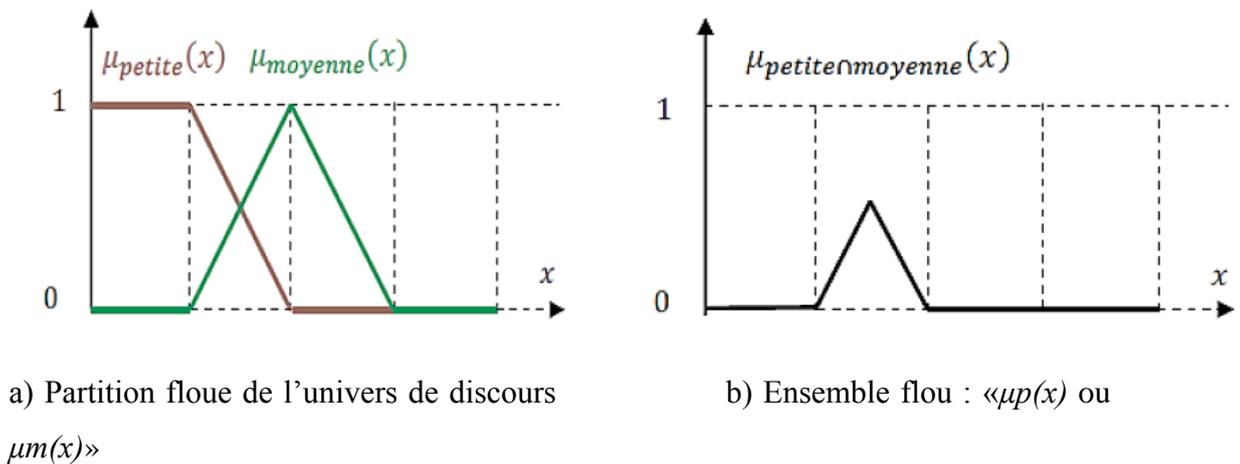


Figure III.3 : Intersection des sous-ensembles flous « petite » et « moyenne » pour la variable linguistique [111].

c) Opérateur NON

Le complément d'un ensemble flou p dans un univers de discours X est dénommé \bar{p} et a la fonction d'appartenance suivante [107] :

$$\mu_{\bar{p}}(u) = 1 - \mu_p(u) \quad \text{III.6}$$

Le complément flou représente l'opération NON de la logique classique au sens flou.

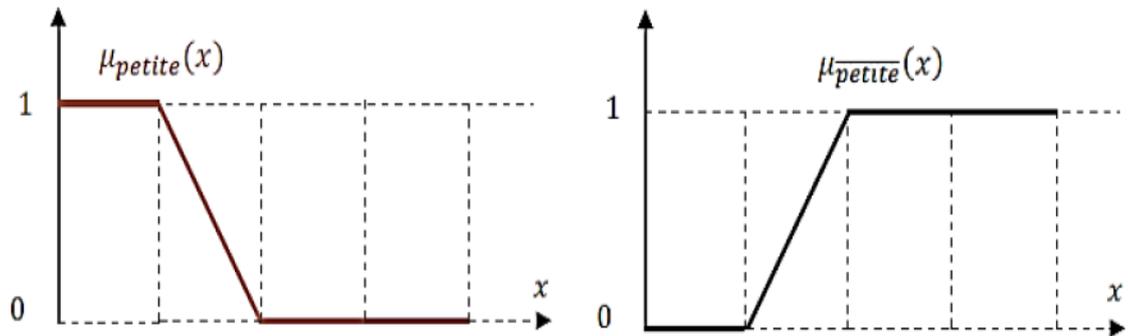


Figure III.4 : Complémentation du sous-ensemble flou "petite" [112].

III.4.2.4 Règles floues

La connaissance experte permet de déduire une proposition ou une décision définissant une loi de commande à partir d'une ou plusieurs règles floues appelées règles d'inférence. Celles-ci sont liées par des opérateurs flous ET, OU, ALORS, ...etc.

Ces règles peuvent avoir la forme suivante [113] : **Si** condition une **ET** / **OU** si condition deux **ALORS** décision ou action. À titre d'illustration, nous prenons l'exemple suivant :

Si l'erreur de vitesse est nulle '**ET**' si la variation de l'erreur de vitesse est nulle **ALORS** garder un couple de référence constant. Généralement, la décision ou l'action dépendant de deux variables linguistiques.

III.5 Structure générale d'un contrôleur flou

L'avantage de la commande floue par rapport aux commandes classiques est qu'elle ne nécessite pas la connaissance des modèles mathématiques du système. Par contre elle a besoin d'un ensemble de règles basées essentiellement sur la connaissance d'un opérateur qualifié manipulant le système [110].

La conception du contrôleur flou (FLC) passe par quatre principales étapes distinctes comme le montre la figure (III.5).

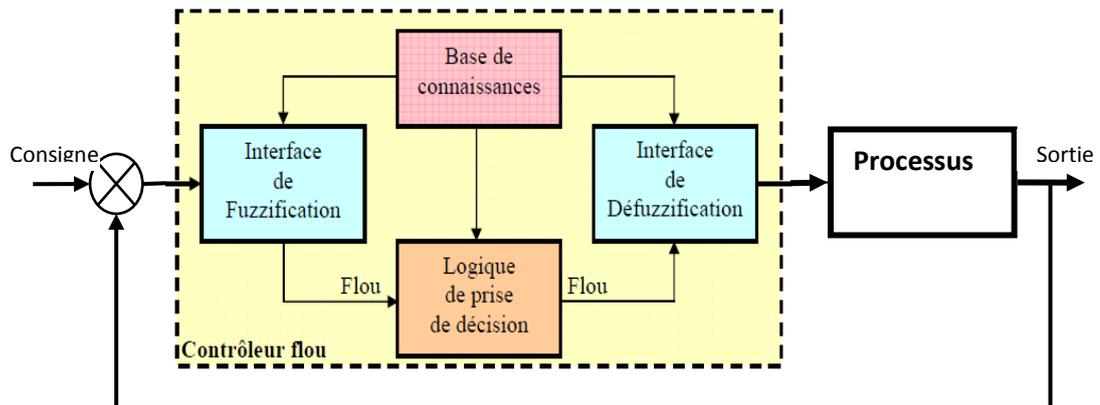


Figure III.5 : Structure de base d'une commande à logique floue.

III.5.1 Interface de fuzzification

L'objet de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour différentes variables d'entrée. Un degré de compatibilité est obtenu par superposition des variables numériques d'entrées est des variables linguistique. Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes [120] :

- 1) Définition des fonctions d'appartenance de toutes les variables d'entrées ;
- 2) Transformation des grandeurs physiques (réelles ou numériques) à des grandeurs linguistiques ou floues ;
- 3) Représentation d'échelle transférant la plage des variables d'entrées aux univers de discours correspondants ;

Pour les fonctions d'appartenance, on utilise généralement les formes triangulaires et trapézoïdales.

III.5.2 Base de connaissances

La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu. Elle est composée d'une :

- base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation.
- base de règle qui constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles : Si (Condition) Alors (Conséquence) [31].

III.5.3 Mécanisme d'inférence

Le bloc d'inférence est le cœur du contrôleur, il possède l'aptitude à simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence. À partir de la base de règles et des sous-ensembles flous correspondant à la fuzzification de l'entrée, le mécanisme d'inférence calcule le sous-ensemble relatif à la commande du système. Nous distinguons deux types de règles d'inférence [110] :

a) **Inférence à une règle**, c'est le cas où il faut comparer plusieurs concurrents (objets ou personnes) dans une certaine situation et en choisir l'optimum. Cette situation se présente dans les domaines non techniques pour lesquels il faut prendre une décision.

b) **Inférence à plusieurs règles**, c'est le cas où une ou plusieurs variables nécessitent une prise de décision différente suivant les valeurs qu'elles atteignent. Cette situation est une caractéristique des problèmes de réglages et de commande pour lesquels les variables flous ont plusieurs ensembles d'appartenance et plusieurs règles peuvent être activées en même temps.

Une règle d'inférence est activée lorsque le degré d'appartenance lié à la condition de cette règle est non nul. Alors le chevauchement des fonctions d'appartenance implique en général l'activation d'une ou de plusieurs règles d'inférence en même temps.

Les méthodes d'inférences se différencient selon la combinaison et l'utilisation des opérateurs (ET et OU) dans les règles d'inférence. Parmi ces méthodes, nous trouvons :

a) Méthode d'inférence MAX-MIN

Cette méthode réalise l'opérateur "ET" par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "Min" est la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction Max [110] [120] [121]. La dénomination de cette méthode, dite Max-Min ou "implication de Mamdani", est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence.

b) Méthode d'inférence Max-Produit

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion "ALORS". Dans ce cas, on utilise le produit [110] [120] [121]. On remarque que les fonctions d'appartenances partielles ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues, multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur "ET". On l'appelle également "implication de Larsen".

c) Méthode d'inférence Somme-Produit

Dans cette méthode, l'opérateur "ET" est réalisé par le produit, de même que la conclusion "ALORS". Cependant, l'opérateur "OU" est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence [110] [120] [121].

D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max-Min est de loin la plus utilisée grâce à sa simplicité.

III.5.4 Interface de défuzzification

Dans cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit de calculer à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Différentes méthodes sont utilisées [121] :

a) Méthode du maximum

Comme son nom l'indique, la commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale. La méthode du maximum est simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie (parfois on trouve deux valeurs maximales) [110].

b) Méthode de la moyenne des maxima

Elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence est maximale [110]

c) Méthode du centre de gravité

C'est la méthode de défuzzification la plus courante. La stratégie de cette méthode consiste à traiter graphiquement les aires associées aux fonctions d'appartenances des termes linguistiques qui forment la fonction d'appartenance résultante $\mu_R(x)$. Dans ce contexte, le centre de gravité est déterminé suivant que la fonction d'appartenance est continue ou discontinue par les relations suivantes [121] :

$$du_n = \frac{\int x\mu_R(x)dx}{\int \mu_R(x)dx} \quad \text{III.7}$$

$$du_n = \frac{\sum x_i\mu_R(x_i)}{\sum \mu_R(x_i)} \quad \text{III.8}$$

La détermination de du_n nécessite une envergure de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel [11].

III.6 Architecture d'une commande floue

On parle de la commande floue lorsque la partie d'un automatisme est réalisée en logique floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur classique à savoir gérer les données de commande et de contrôle du processus. La structure de l'automatisme peut donc être ramenée à un système asservi, voir figure (III.6).

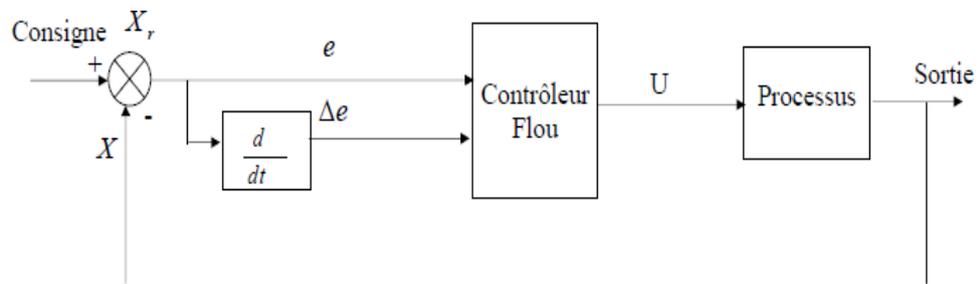


Figure III.6 : Architecture d'une commande floue.

À partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées e et Δe et l'inférence des règles floues. En général, e représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne.

$$e(k) = X_r(k) - X(k) \quad \text{III.9}$$

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

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad \text{II.10}$$

III.7 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et d'inconvénients. Les avantages essentiels sont [73], [118] :

- Le non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus ;
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus ;
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser) ;
- La réduction du temps de développement et de maintenance ;
- La simplicité de définition et de conception.

Par contre, les inconvénients seraient [73], [118] :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficiles) ;
- La difficulté de montrer la stabilité dans tous les cas ;

- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence).

III.8 Application de la logique floue à la MADA

Nous allons simuler le comportement de la MADA lorsque l'onduleur (au rotor) est commandé selon la technique MLI.

Il faut définir un ensemble de stratégies de contrôle basé sur l'erreur entre une consigne prédéterminée et la sortie réelle du processus qui est, dans ce cas, la vitesse de rotation de la machine et la variation de cette erreur.

III.9 Synthèse du régulateur flou de la vitesse

Dans cette partie nous allons procéder au remplacement du régulateur classique de vitesse par un régulateur flou [117]. Pour ce faire nous reprenons le schéma interne du régulateur flou (figure III.7). Le régulateur à logique floue possède en général deux entrées, l'erreur et la variation de l'erreur. Le bloc R.L.F est l'organe principal du régulateur contenant l'interface de fuzzification qui représente l'univers d discours et les variables linguistiques, puis l'inférence qui fournit la décision de la commande, et l'inférence de défuzzification qui transforme la commande floue à une commande non floue pour contrôler notre système[126].

A la sortie du R.L.F, la variable de sortie est multipliée par un facteur d'échelle K_u pour fournir la variable normalisée U de la commande.

Où : K_e est le gain de l'erreur de vitesse, $K_{\Delta e}$ est le gain de la variation de l'erreur de vitesse, e est l'erreur de vitesse, Δe est la variation de l'erreur de vitesse, u est la sortie floue.

La configuration interne d'un contrôleur par logique floue est donnée par la figure (III.7).

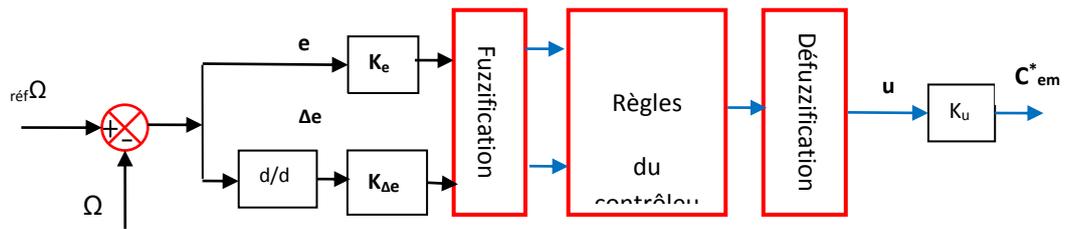


Figure III.7 : Structure interne du contrôleur flou de vitesse.

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons :

e : l'erreur, elle est définie par : $e(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k)$

Où: Ω^* : est la vitesse de référence.

Δe : est la variation de l'erreur, elle est approchée par:

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

Vu l'absence de procédures systématiques permettant le choix des différents paramètres du régulateur flou, nous avons retenu ce qui suit :

- De par leur simplicité, les fonctions d'appartenance triangulaire sont choisies pour couvrir les ensembles de référence des variables linguistiques ;
- La méthode de Mamdani Max-min est retenue pour réaliser l'inférence floue ;
- La méthode du centre de gravité est sélectionnée pour défuzzifier la sortie floue ;

On prend comme entrée du contrôleur l'erreur de la vitesse de rotation de la MADA, $e = \Omega^* - \Omega$ et sa variation Δe , et comme sortie la variation de la commande u [117].

La figure (III.8) montre les différentes fonctions d'appartenance des entrées e , Δe et de la sortie u respectivement;

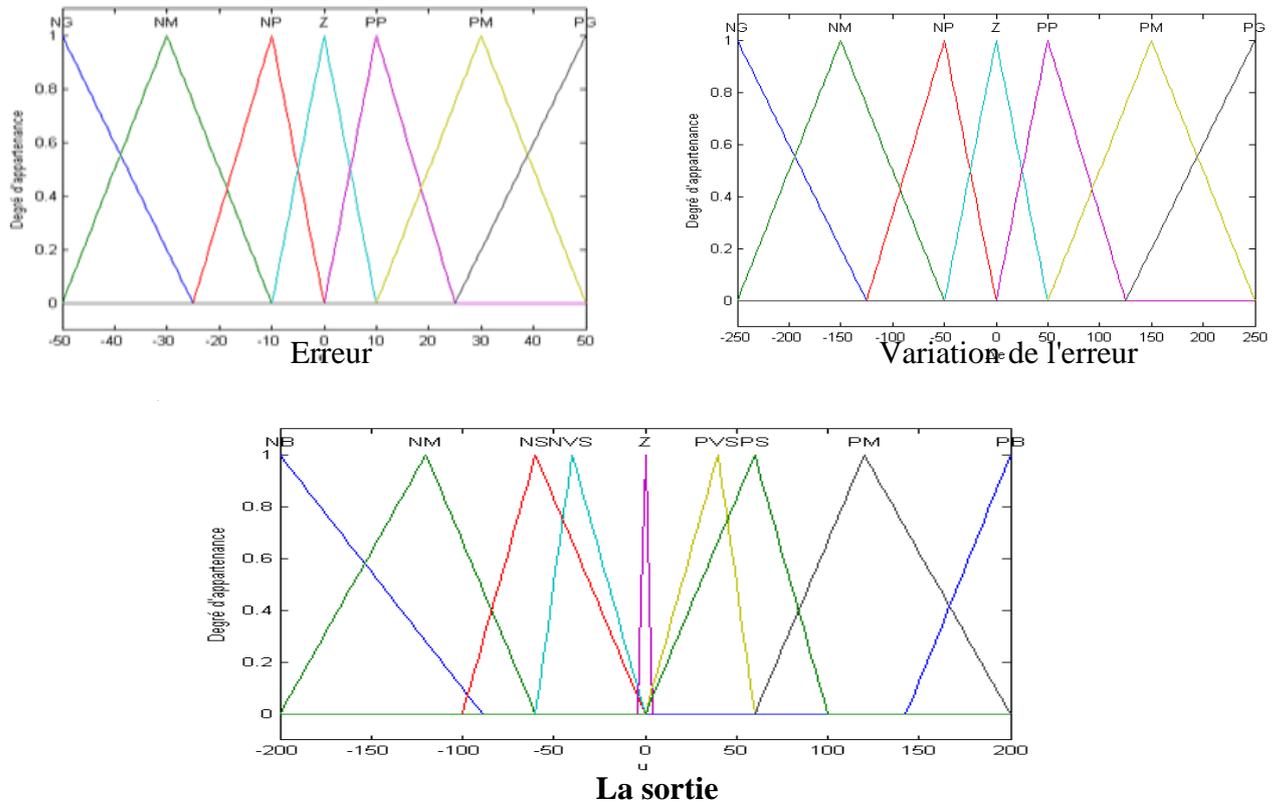


Figure III.8 : Fonctions d'appartenance des entrées (e , Δe) et de la sortie (u).

Les sous-ensembles d'appartenance floue ont été notés comme suit:

Z : Zéro

NG : Négatif Grand

PG : Positif Grand

NM : Négatif Moyen

PM : Positif Moyen

NP : Négatif Petit

PP : Positif Petit

NTP : Négatif Très Petit

PTP : Positif Très Petit

Les règles floues, permettant de déterminer la variable de sortie du régulateur en fonction des variables d'entrées sont déduites à partir de la table d'inférence. Celle-ci regroupe, dans ce cas, 49 règles comme la montre le tableau (III.1).

e Δe	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NM	NP	NTP	Z
NM	NG	NG	NM	NP	NTP	Z	PTP
NP	NG	NM	NP	NTP	Z	PTP	PP
Z	NM	NP	NTP	Z	PTP	PP	PM
PP	NP	NTP	Z	PTP	PP	PM	PG
PM	NTP	Z	PTP	PP	PM	PG	PG
PG	Z	PTP	PP	PM	PG	PG	PG

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

III.10 Résultats de simulation

Dans cette étude en simulation, nous allons observer le comportement du système avec le RLF en poursuite et en régulation.

Les résultats obtenus lors d'un cycle complet de fonctionnement pour les différents tests de simulation de la vitesse, du couple électromagnétique, des composantes du flux et des courants seront représentés respectivement par les figures

(III.9-III.19). Tous contiennent des zooms sur les moments de changement de contrainte.

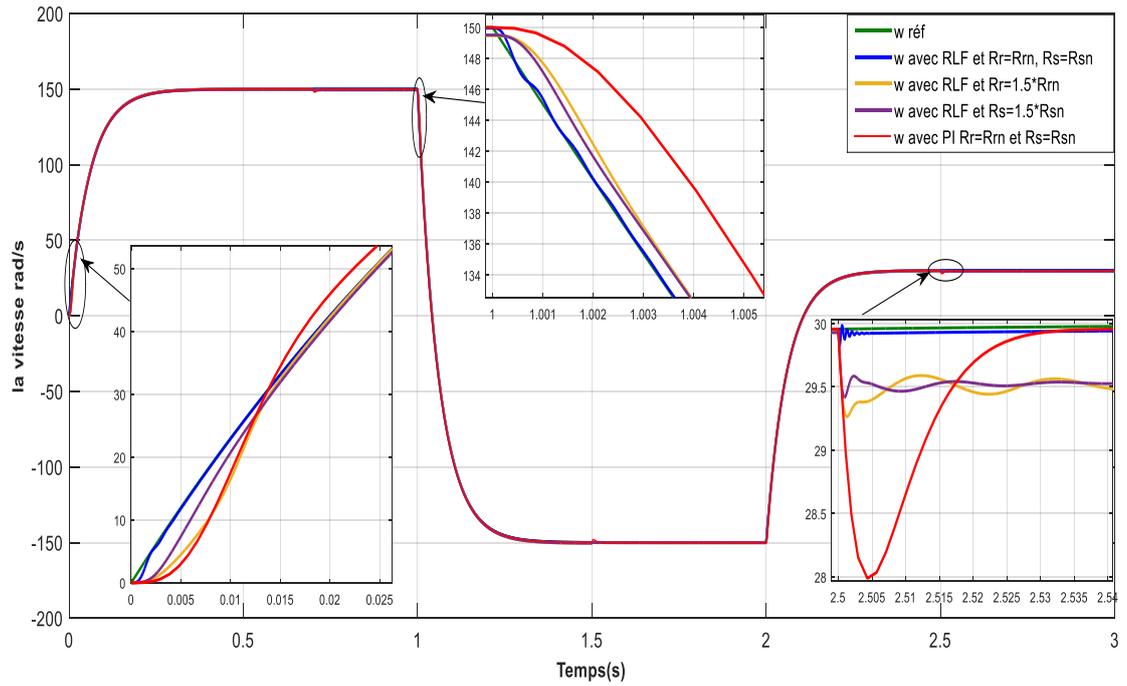


Figure III.9 : La vitesse par le RLF et PI

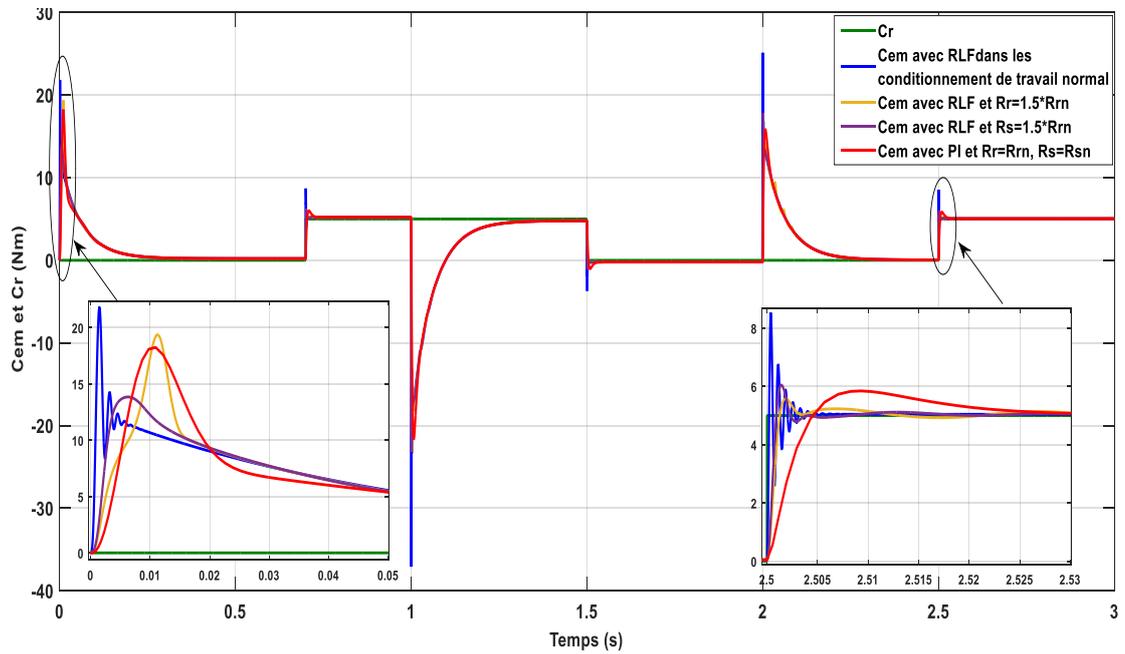


Figure III.10 : Le couple électromagnétique et le couple résistant

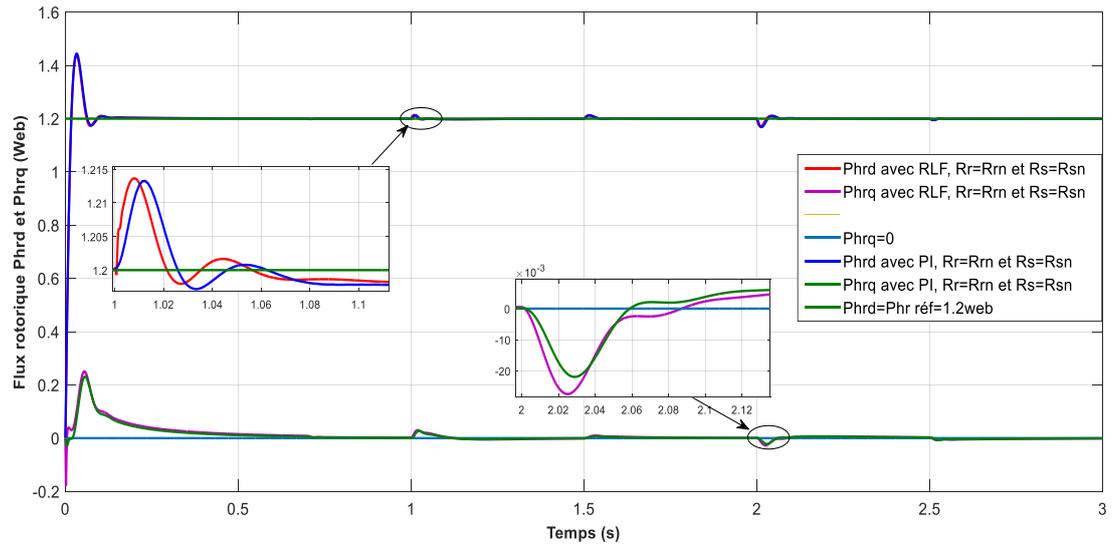


Figure III.11 : Le flux rotorique avec $R_r=R_m$ et $R_s=R_{sn}$

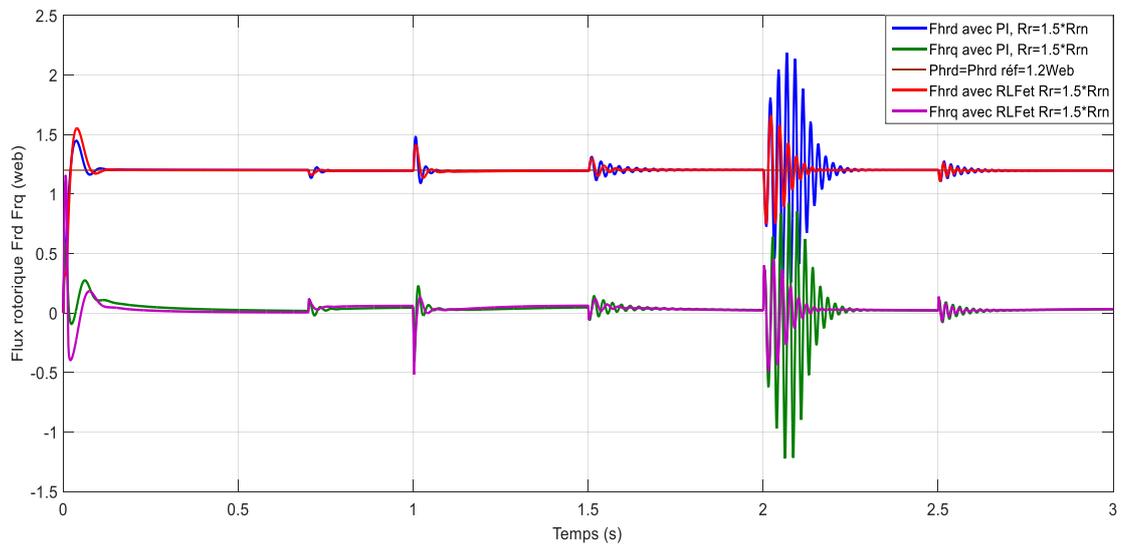


Figure III.12 : Le flux rotorique avec $R_r=1.5 \cdot R_m$

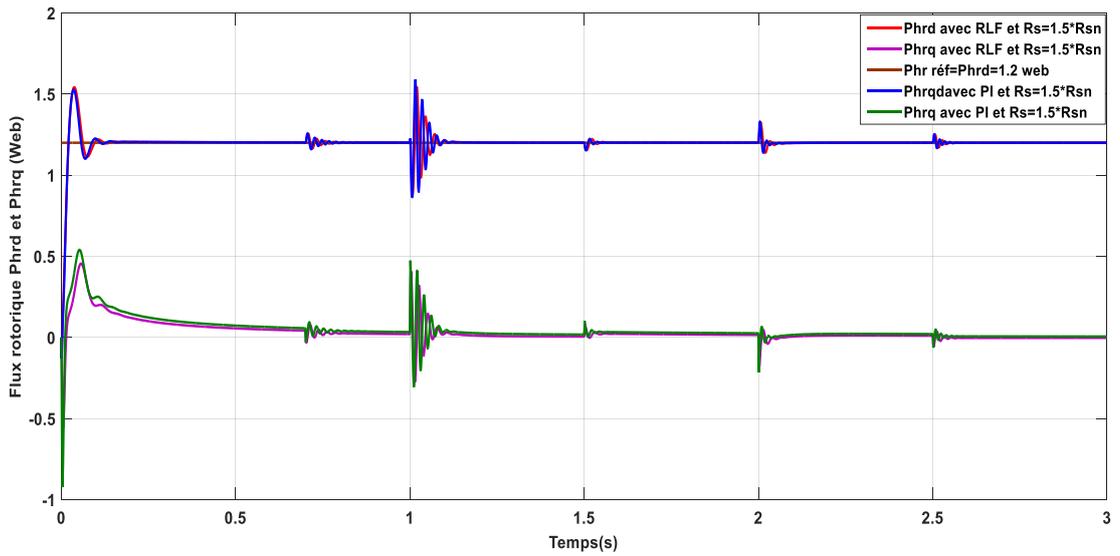


Figure III.13 : Le flux rotorique avec $R_s=1.5 \cdot R_{sn}$

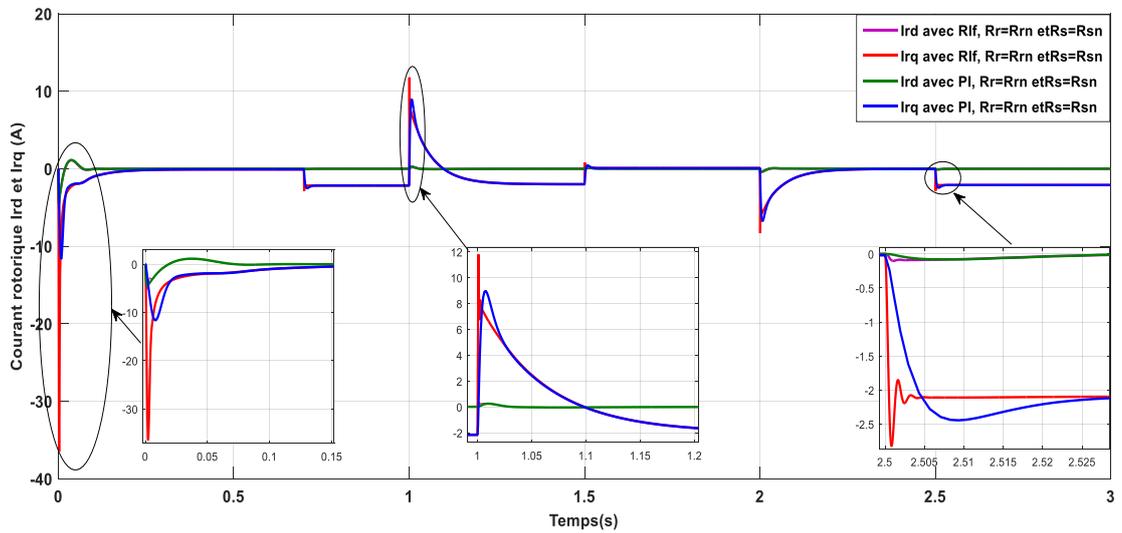


Figure III.14 : Le courant rotorique avec $R_r=R_{rn}$ et $R_s=R_{sn}$

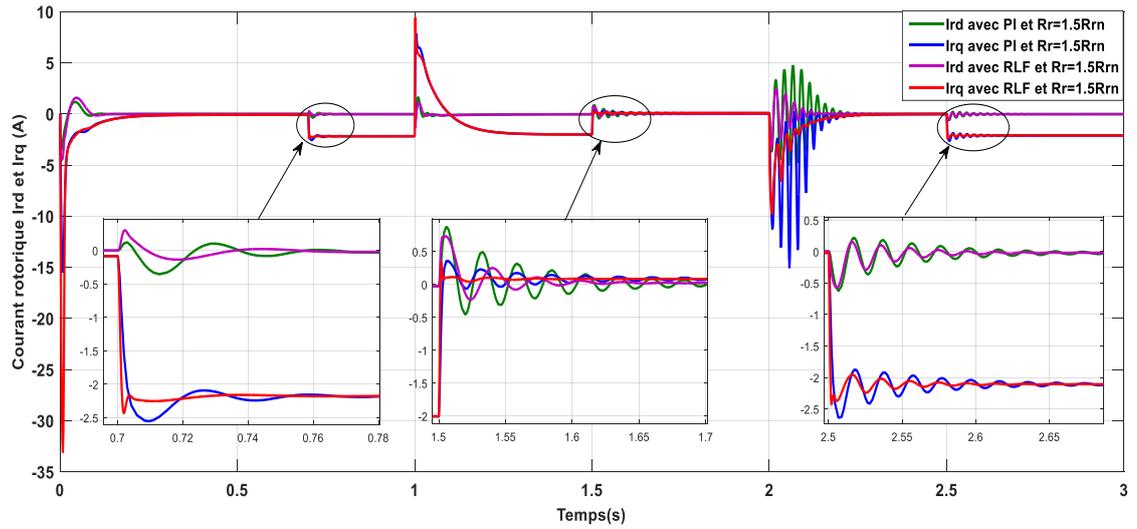


Figure III.15 : Le courant rotorique avec $R_r = 1.5 \cdot R_{rn}$

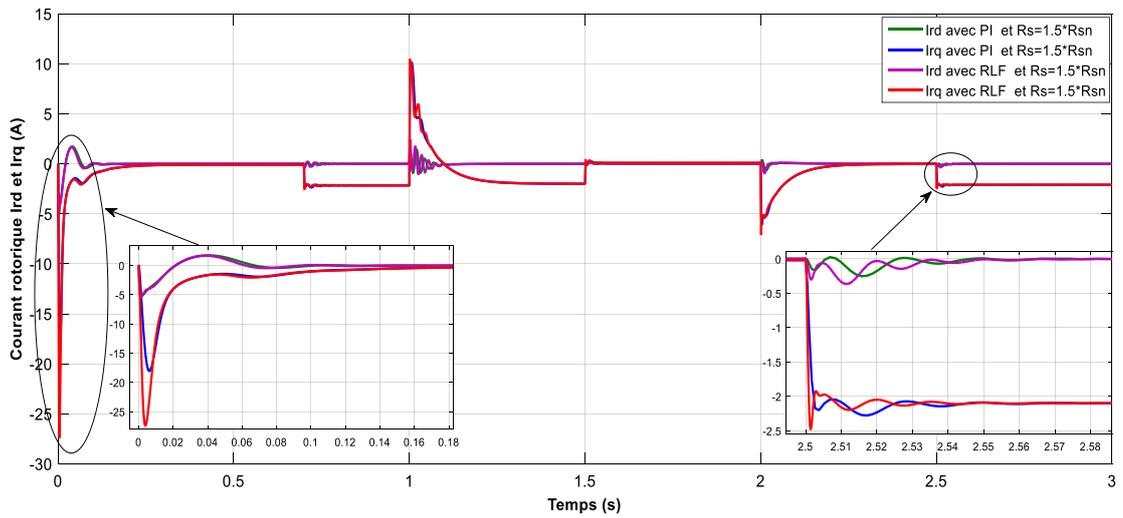


Figure III.16 : Le courant rotorique avec $R_s = 1.5 \cdot R_{sn}$

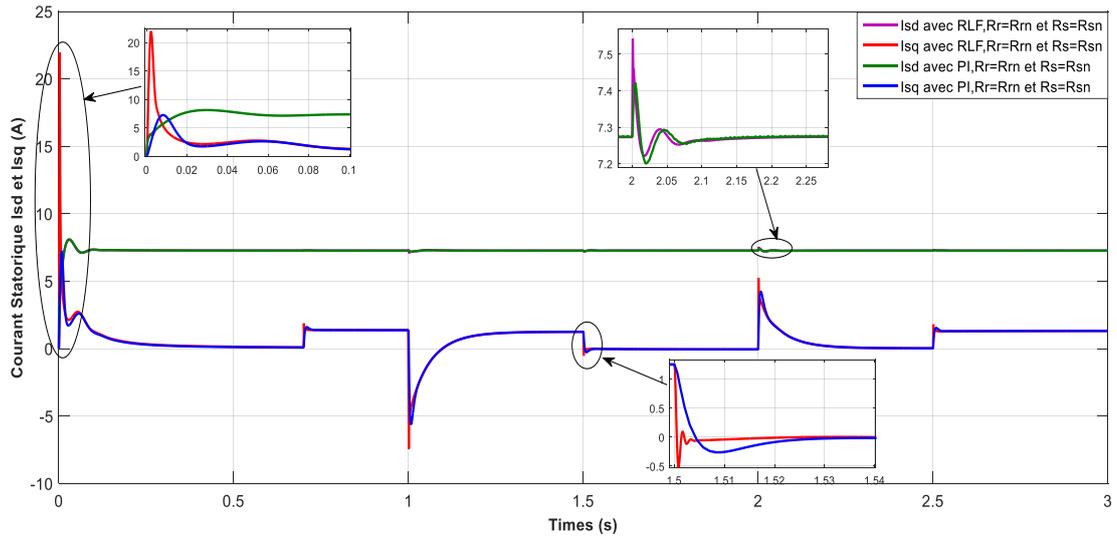


Figure III.17 : Représentation du courant statorique avec $R_r = R_{rm}$ et $R_s = R_{sn}$

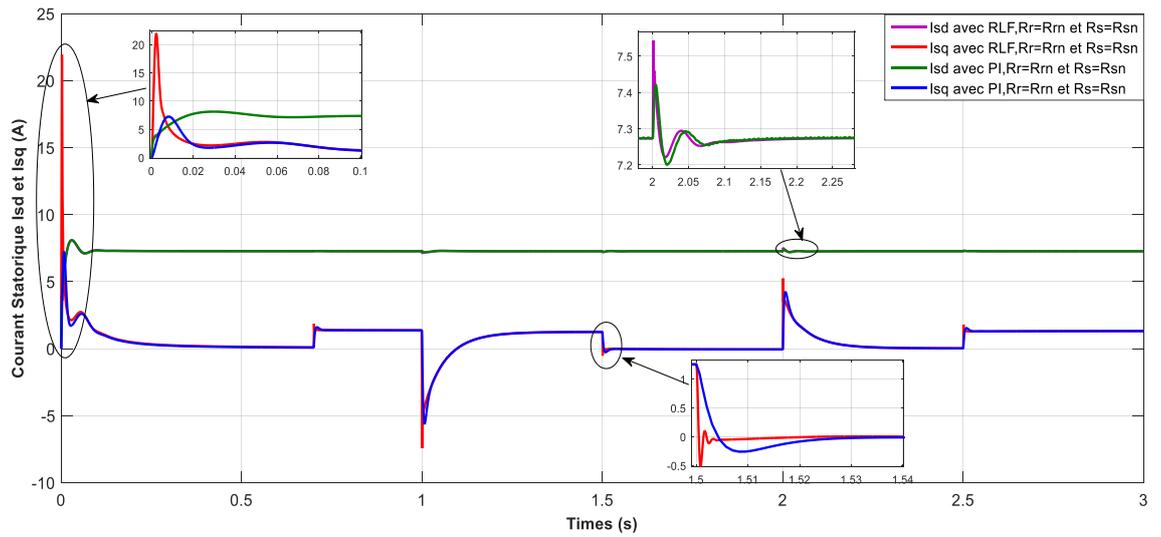


Figure III.18 : Le courant statorique avec $R_r = 1.5 \cdot R_{rm}$

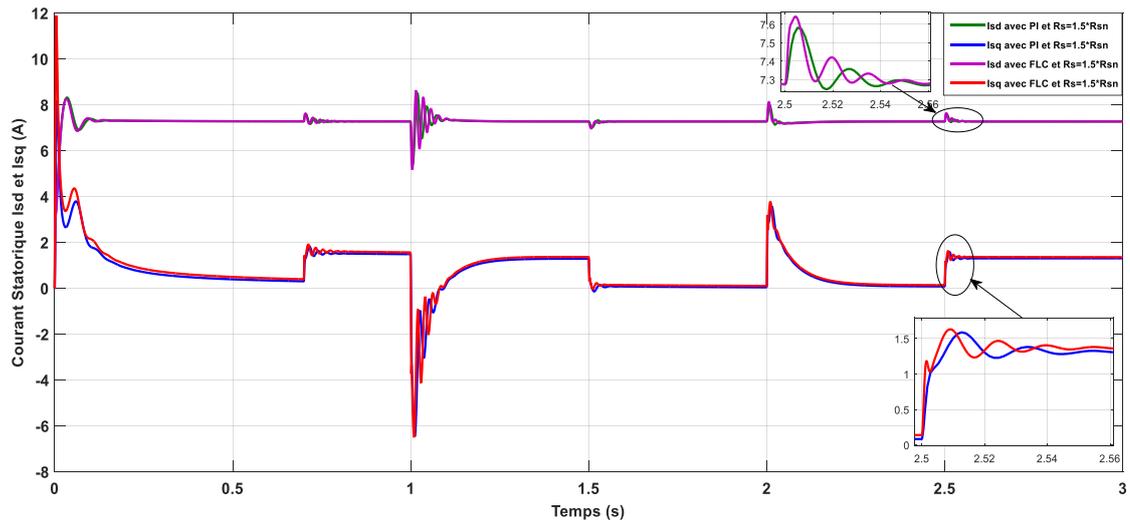


Figure III.19 : Le courant statorique avec $R_s=1.5 \cdot R_{sn}$

II.11 Interprétation des résultats

Lors d'un cycle complet de fonctionnement défini par les figures (III.09-III.19), nous analyserons, dans la suite et en détails, les points de fonctionnement les plus intéressants.

III.11.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction du couple de charge

La figure III.9 montre les performances de régulation pour la commande par logique floue (régulateur flou), avec un démarrage à vide, suivi d'une application du couple de charge à l'instant $t=0.7$ sec.

La figure III.9 montre la réponse de la vitesse qui est apériodique avec des meilleures performances de la poursuite de la trajectoire désirée. Le contrôleur flou rejette la perturbation de charge rapidement dans la vitesse sans dépassement et avec une erreur statique négligeable. Sa chute relative à un couple de charge nominal est : $\Delta\Omega / \Omega_r = 0.2\%$. Une première conclusion sur la bonne robustesse du RLF vis-à-vis de la variation du couple de charge peut être donc tirée. La supériorité d'un RLF sur un régulateur conventionnel de type PI est également montrée. Les résultats de simulation obtenus montrent bien l'amélioration de la réponse dynamique de la vitesse.

L'allure du couple électromagnétique figure III.10 est identique à celle des courants qui le génèrent. Le couple électromagnétique résultant est d'abord limité au

démarrage à la valeur 17.62 Nm, puis décroît progressivement où il prendra la valeur nulle dès que la vitesse se stabilise et à l'instant d'insertion du couple résistant le couple électromagnétique suit le couple de charge.

À l'instant de démarrage de la machine, nous trouvons que le découplage n'est pas parfait, car la réponse du flux rotorique figure III.11 est pseudopériodique. Après le démarrage de la machine et à l'instant d'insertion du couple de charge, nous constatons que le flux au rotor suivant l'axe-d ϕ_{rd} reste constant et égal à sa valeur de consigne et le flux rotorique suivant l'axe-q ϕ_{rq} reste pratiquement égal à zéro avec une légère perturbation durant l'application du couple de charges suivant les deux axes, donc le découplage est parfait .

Les courants de démarrage suivant l'axe-q I_{sq} et I_{rq} figures III.14 et III.17 et marquant des pics, reviennent pratiquement à zéro à la fin du régime transitoire et restant inférieurs à deux fois le courant nominal. En appliquant sur l'arbre de la machine un couple de charge nominale à $t = 0.7\text{sec}$, nous constatons que les courants restent, en régime permanent, inférieurs à leurs valeurs nominales

III.11.2 Tests de robustesse

a) Inversion du sens de rotation

Le test de l'inversion de la vitesse sur la MADA est réalisé à couple constant avec un changement de consigne de vitesse du (150 rad/sec) à (-150 rad/sec) à l'instant $t=1$ sec. Les résultats des simulations sont représentés par la figure III.9

D'après les résultats obtenus, nous notons que :

À l'inversion de la vitesse, le régime transitoire dure et est identique au temps de réponse en vitesse avec une erreur statique presque nulle. La vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative rapidement et sans dépassement comparativement au régulateur PI classique. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant rotorique et statorique figures III.14 et III.17 qui se stabilise et redonne lieu à la forme du régime permanent.

Les pics de courants sont moins importants qu'au démarrage à vide, le couple électromagnétique figure III.10 atteint - 28.3 N.m au moment de l'inversion de la

vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne négative (-150 rad/sec). Les courbes des flux rotoriques figure III.11 montrent une variation pendant l'inversion de la vitesse et après se stabilisent.

b) Robustesse vis-à-vis les variations de la résistance rotorique et statorique

Dans le but de tester la robustesse de la commande par logique floue vis-à-vis les variations de la résistance rotorique et statorique, nous avons refait le même travail de simulation qui a été achevé dans le cas de réglage de la vitesse par le régulateur PI classique.

D'après les résultats obtenus, nous pouvons constater que la variation de la résistance rotorique et statorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande par logique floue face à la variation de la résistance rotorique et statorique.

D'après les résultats, nous remarquons de façon claire la variation de la résistance statorique qui n'a que très peu d'influence sur l'orientation du flux.

En revanche, la variation de la résistance rotorique influe d'une façon remarquable sur l'orientation du flux figure II.12 et le couple figure II.11 surtout durant l'inversion de la consigne et en basse vitesse à $t=2$ sec.

Cependant, le contrôleur flou présente des perturbations mais sont moins importantes par rapport au régulateur PI conventionnel. De ce qui précède, nous pouvons dire que les résultats obtenus avec les tests de robustesse montrent la supériorité du régulateur flou utilisé par rapport au régulateur PI.

III.12 Conclusion

Nous devons signaler que les notions de base de la logique floue ont été présentées au début de ce chapitre sachant que les principes de la commande par logique floue ont été introduits tout en justifiant notre choix de cette méthode pour commander la MADA, un RLF est par la suite a été conçu étape par étape pour la boucle de la commande de la vitesse.

Les résultats de simulation sous plusieurs conditions de fonctionnement ont été rapportés. Ils montrent qu'un RLF surpasse un régulateur conventionnel de type PI sur l'aspect considéré, c'est-à-dire la robustesse par rapport aux variations paramétriques et les variations des conditions de fonctionnement telle que la résistance rotorique et la charge.

Nous pouvons conclure, en disant que la commande par logique floue associée à la commande vectorielle se prête bien pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone à double alimentation. Malgré ses bonnes performances atteintes, un régulateur flou reste difficile à synthétiser. En fait, son réglage peut être relativement étendu et accablant. Il s'agit parfois beaucoup plus d'ajustement que d'une réelle réflexion.

Il manque donc à la logique floue un moyen d'apprentissage performant pour régler un système flou. Face à ce problème, le recours aux méthodes de commandes par apprentissage est devenu une nécessité. Parmi les techniques d'apprentissage, ce sont les réseaux de neurones qui feront l'objet.

Chapitre IV : Commande par réseaux de neurones de la MADA

IV. 1 Introduction

Avec le développement des sciences et l'avènement de nouvelles technologies dans différents domaines, nous assistons à une évolution d'une intelligence dite artificielle. Il nous appartient donc, d'adapter les dernières avancées technologiques aux exigences d'un monde en devenir, à une société de plus en plus complexe et à un marché de travail de plus en plus exigeant caractérisé par la concurrence internationale dans le but de leur intégration au sein d'un marché en pleine expansion.

L'Intelligence Artificielle est une branche de l'Informatique fondamentale, elle s'est développée en ayant pour objectifs l'imitation des comportements du cerveau humain. Les réseaux de neurones peuvent être considérés comme un membre de la famille de l'intelligence artificielle. En effet, ils servent aujourd'hui à toutes sortes d'applications dans divers domaines.

Ce chapitre sera donc consacré à l'application du contrôle neuronal pour le réglage de la vitesse de la MADA après avoir présenté l'approche neuronale, les réseaux de neurones, ainsi que leurs propriétés. Ensuite, nous présenterons les résultats de simulation et le test de robustesse.

IV. 2 Historique des réseaux de neurones

Les réseaux de neurones artificiels sont nés aux années 1940, [125] avec la collaboration de chercheurs de différentes disciplines telles que la psychologie, la neurophysiologie, la neurobiologie, l'informatique et la physique sachant que l'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation mathématique du cerveau humain. Les travaux de Warren Mc Culloch et Walter Pitts estiment que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée naît grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnecté (figure IV.1) [126].

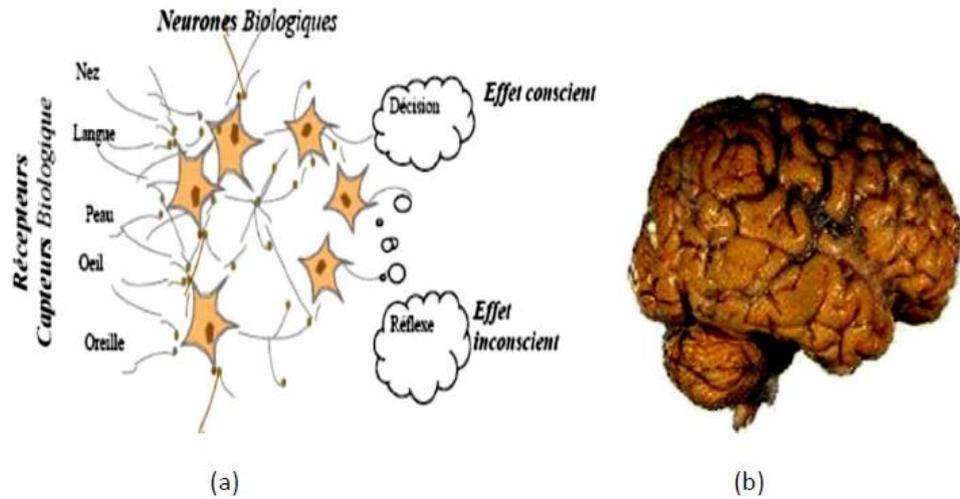


Figure IV.1 Structure d'un réseau de neurones biologique[126].

Ces mêmes travaux ont montré qu'avec ces réseaux, n'importe quelle fonction arithmétique ou logique peut être calculée. La figure ci-dessous montre leur modèle mathématique (figure IV.2) qui est constitué d'entrées (x_1, x_2, \dots, x_n) pondérées par des coefficients (w_1, w_2, \dots, w_n) et d'une sortie (y) binaire liée par un seuil b (bias) [137], [138].

$$y = f\left(\sum_{i=1}^n x_i w_i - b\right) \quad (IV.1)$$

Où les w_i sont appelés poids synaptiques ou simplement **poids**, b est appelé **biais** et f est la fonction d'activation (ou de transfert).

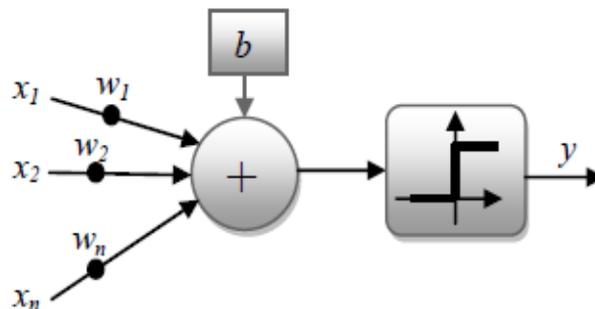


Figure IV.2 Modèle de Mc Culloch et Walter Pitts (1943)

Vers les années 1950, Frank Rosenblatt a inventé un réseau dit «perceptron» qui était capable de reconnaître les formes. Par malheur, ce réseau avait ses inconvénients, il a été confirmé que ce réseau ne pouvait résoudre qu'une catégorie

limitée de problèmes. Ce modèle contient une seule couche où les entrées sont interconnectées pleinement ou partiellement. Il peut être représenté comme suit [139]:

$$y_i = f\left(\sum_{i=1}^n (x_i w_{ij}) - b_i\right) \quad (IV.2)$$

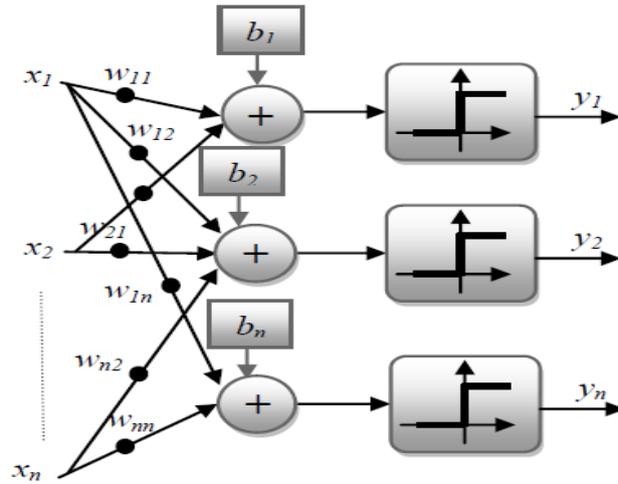


Figure IV.3 Modèle de Frank Rosenblatt (1950)

Vient après l'invention de Widrow et Ted Hoff d'un nouvel algorithme d'apprentissage pour entraîner un réseau adaptatif de neurones linéaires, dont la structure et les capacités sont semblables au perceptron sauf que ses fonctions d'activation linéaires et bipolaires. Ce modèle peut être représenté ainsi [139], [140]:

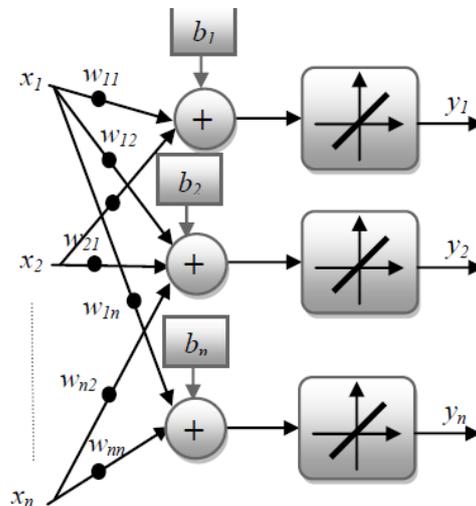


Figure IV.4 Modèle de Widrow et Ted Hoff (1960)

Cependant les travaux de Marvin Minsky et Seymour Papert ont critiqué tous les travaux des chercheurs précédents en montrant que leurs réseaux sont limités. Chose qui a poussé les chercheurs à approfondir leurs recherches en essayant de créer des réseaux plus fiables et de nouveaux algorithmes plus puissants. À titre d'exemples, en 1972, Teuvo Kohonen et James Anderson ont développé de nouveaux réseaux pouvant servir de mémoires associatives et Stephen Grossberg a essayé d'introduire les réseaux auto-organisés [139], [141].

Durant les années 1980, l'invention de l'algorithme de Rétro propagation des erreurs qui est appliqué aux réseaux de neurones multicouches (Multi-Layer Perceptron) où chaque perceptron forme une couche, a été une pierre angulaire dans l'Histoire des réseaux de neurones. Cet algorithme est le fruit des travaux de différents chercheurs : David Rumelhart, James Mc Clelland, Paul Werbos et Yann Le Cun [139], [141].

Cette invention a été considérée comme une renaissance dans le domaine des réseaux de neurones. Depuis ce temps, on parle d'une nouvelle révolution qui a bouleversé le monde des réseaux de neurones en inventant de nouvelles structures, de nouvelles théories et de nouveaux algorithmes ce qui leur a donné la chance d'être appliqués dans d'énormes applications.

Le modèle de David Rumelhart et James Mc Clelland (MLP et rétro-propagation) à une seule couche cachée et peut être schématisé de la façon suivante [139], [141] :

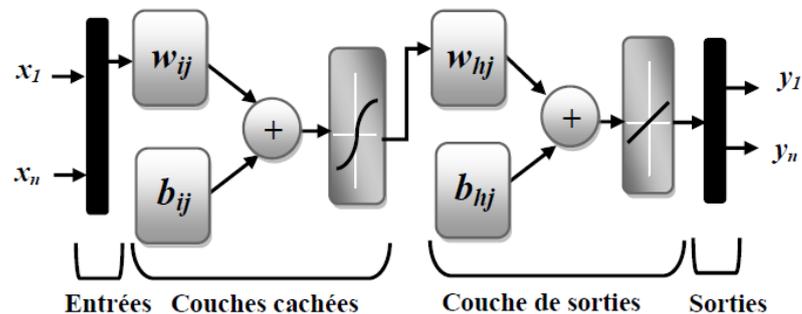


Figure IV.5 Modèle de David Rumelhart et James Mc Clelland à une seule couche cachée (1985)

Où :

- $w_{i,j}$, $b_{i,j}$ sont les poids entre les neurones des couches d'entrées et cachées respectivement.

- w_{hj} , b_{hj} , sont les poids entre les neurones des couches cachées et de sorties respectivement.

- La $n^{\text{ième}}$ sortie du réseau s'écrit alors :

$$y_i = \sum_{j=1}^n w_{hj} f \left(\sum_{i=1}^n (x_i w_{ij}) - b_i \right) - b_{hj} \quad (\text{IV.3})$$

IV. 3 Les types de neurones

Un réseau de neurones se compose de neurones qui sont interconnectés de façon à ce que la sortie d'un neurone puisse être l'entrée d'un ou plusieurs autres neurones. Il faut signaler qu'il existe plusieurs types de neurones à savoir : le neurone biologique (cent milliards de cellules du cerveau humain sont des neurones), le neurone formel ou artificiel qui a été présenté pour la première fois en 1943 par McCulloch et Pitts. Ce neurone imite le neurone biologique, il est conçu par un circuit intégré ou simulé par ordinateur.

Les schémas suivants figureront successivement les deux neurones que nous avons présentés :

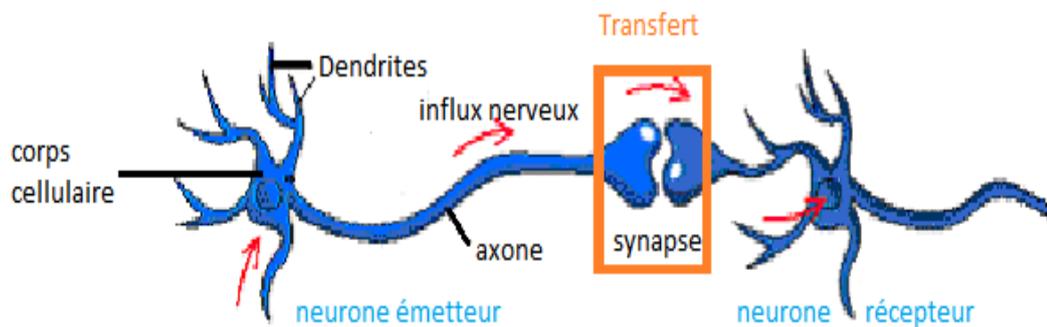


Figure IV.6 Schéma d'un neurone biologique [115].

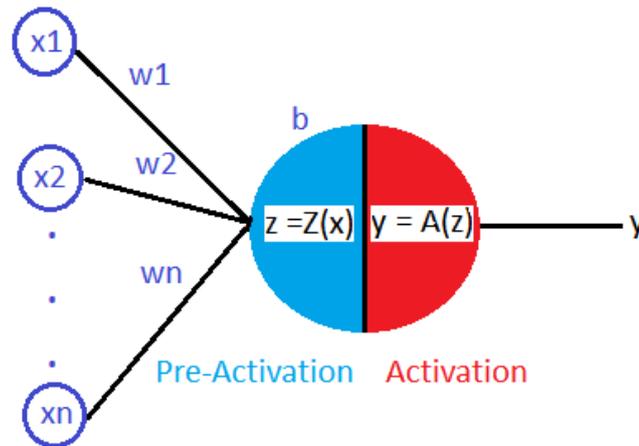


Figure IV.7 Schéma d'un neurone formel ou artificiel [115]

IV.4 Définition du neurone formel

Un neurone formel est une représentation mathématique et informatique d'un [neurone](#) biologique [116]. Le neurone formel possède généralement plusieurs entrées et une sortie qui correspondent respectivement aux [dendrites](#) et au [cône d'émergence](#) du neurone biologique (point de départ de l'[axone](#)). Les actions excitatrices et inhibitrices des [synapses](#) sont représentées, la plupart du temps, par des coefficients numériques (les poids synaptiques) associés aux entrées.

Les valeurs numériques de ces coefficients sont ajustées dans une phase d'[apprentissage](#). Dans sa version la plus simple, un neurone formel calcule la somme pondérée des entrées reçues, puis applique à cette valeur une fonction d'activation, généralement non linéaire (échelon, sigmoïde, gaussienne, ...). La valeur finale obtenue est la sortie du neurone [116].

IV.5 Les réseaux de neurones

Les réseaux de neurones sont constitués de neurones élémentaires connectés entre eux par l'intermédiaire des poids qui jouent le rôle des synapses. Cette combinaison de neurones est représentée par la Figure IV.8. On distingue conventionnellement deux types de neurones dans un réseau [127] :

- Les neurones cachés;
- Les neurones de sortie.

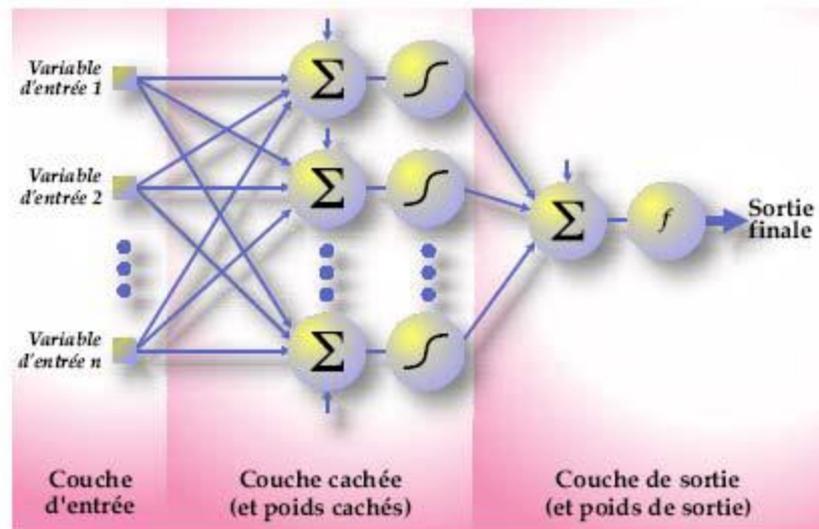


Figure IV.8 Topologie des réseaux de neurones

Dans chaque unité de la couche cachée les variables sont combinées de façon linéaire. Le réseau de neurones applique une transformation non linéaire à chacune de ces combinaisons. Finalement, les valeurs résultantes des unités cachées sont combinées de façon linéaire pour obtenir la valeur prédite [129].

IV.6 Choix du nombre d'unités cachées

Le nombre d'unités cachées joue un rôle crucial dans le contrôle de la capacité du réseau de neurones. Si la valeur de n_h (qui est le nombre d'unités cachées du réseau) est trop petite, le réseau possède trop peu de paramètres et ne peut capter toutes les dépendances qui servent à modéliser et prédire les valeurs du processus observé.

À l'inverse, si l'on choisit une valeur trop grande pour n_h , le nombre de paramètres du modèle augmente et il devient possible pendant la phase d'optimisation des paramètres de modéliser certaines relations qui ne sont que le fruit de fluctuations statistiques propres à l'ensemble d'entraînement utilisé plutôt que des relations fondamentales de dépendance entre les variables.

Il faut comprendre que les réseaux de neurones sont des approximateurs universels, c'est-à-dire ils peuvent modéliser n'importe quelle fonction si le nombre d'unités cachées est suffisant. Autrement dit, un réseau de neurones peut apprendre par cœur un ensemble d'entraînement. Afin de s'assurer que le réseau de neurones s'en tient aux relations fondamentales de dépendance, on utilise, en plus de

l'ensemble d'entraînement, un second ensemble appelé ensemble de validation : à la fin de chaque époque d'entraînement, on mesure non seulement l'erreur d'entraînement mais aussi l'erreur de validation, autrement dit l'erreur totale commise sur tous les exemples de l'ensemble de validation.

Cette erreur de validation est calculée une fois que la phase d'optimisation des paramètres est terminée. Après avoir entraîné quelques modèles, chacun avec un nombre différent d'unités cachées, on peut comparer les erreurs d'entraînement et de validation. On obtient généralement le résultat suivant : l'erreur d'entraînement diminue au fur et à mesure que le nombre d'unités cachées augmente. L'erreur de validation, quant à elle, est élevée lorsque le nombre d'unités cachées est faible, décroît avec l'augmentation du nombre d'unités cachées, atteint un minimum pour un certain nombre optimal d'unités cachées, puis croît lorsque le nombre d'unités devient trop grand. C'est donc l'utilisation d'un ensemble de validation, distinct de l'ensemble d'entraînement, qui nous permet de choisir le nombre optimal d'unités cachées ou neurones [127].

IV.7 Propriétés des réseaux de neurones

Un réseau de neurones se compose de neurones qui sont interconnectés de façon à ce que la sortie d'un neurone puisse être l'entrée d'un ou plusieurs autres neurones. Ensuite il y a des entrées de l'extérieur et des sorties vers l'extérieur [130]. Rumelhart et *al.* Donnent huit composants principaux d'un réseau de neurones :

- Un ensemble de neurones
- Un état d'activation pour chaque neurone (actif, inactif ...)
- Une fonction de sortie pour chaque neurone ($f(S)$)
- Un modèle de connectivité entre les neurones (chaque neurone est connecté à tous les autres, par exemple)
- Une règle de propagation pour propager les valeurs d'entrée à travers le réseau vers les sorties
- Une règle d'activation pour combiner les entrées d'un neurone (très souvent une somme pondérée)
- Une règle d'apprentissage
- Un environnement d'opération (le système d'exploitation, par exemple)

Le comportement d'un réseau et les possibilités d'application dépendent complètement de ces huit facteurs et le changement d'un seul d'entre eux peut

changer le comportement du réseau complètement. Les réseaux de neurones sont souvent appelés des "boîtes noires" car la fonction mathématique qui est représentée devient vite trop complexe pour l'analyser et la comprendre directement. Cela est notamment le cas si le réseau développe des représentations distribuées [130], c'est-à-dire que plusieurs neurones sont plus ou moins actifs et contribuent à une décision. Une autre possibilité est d'avoir des représentations localisées, ce qui permet d'identifier le rôle de chaque neurone plus facilement. Les réseaux de neurones ont quand même une tendance à produire des représentations distribuées. [128]

IV.8 Élément de base des réseaux de neurones

L'élément de base d'un réseau de neurones est, bien entendu, le neurone artificiel. Un neurone contient deux éléments principaux :

- Un ensemble de poids associés aux connexions du neurone ;
- Une fonction d'activation.

Les valeurs d'entrée sont multipliées par leur poids correspondant et additionnées pour obtenir la somme S . [128]

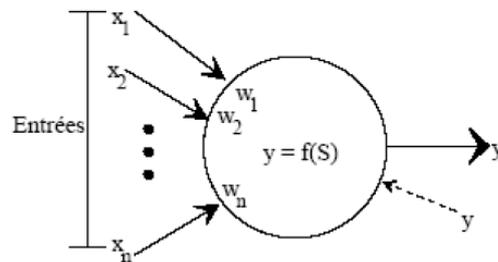


Figure IV.9 Le neurone artificiel

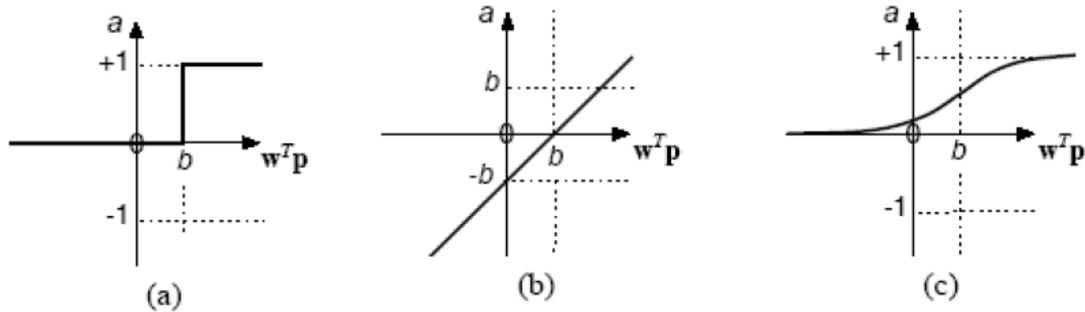
Les entrées du neurone sont désignées par $x_i (i=1...n)$. Les paramètres w_n reliant les entrées aux neurones sont appelés *poids synaptique* ou tout simplement poids. La sortie du neurone est donnée par :

$$\text{Sortie} = f(x) \text{ Avec } x = \sum_{i=1}^n w_i x_i \quad (\text{IV.4})$$

x est l'état d'activation du neurone (également appelé état ou activité), f est la fonction d'activation du neurone, sachant que les fonctions d'activation sont généralement croissantes et bornées.

IV.8.1 Fonctions de transfert

Différentes fonctions de transfert peuvent être utilisées comme fonction d'activation du neurone sont énumérées au tableau (IV.1). Les fonctions les plus connues sont la fonction signe, la fonction linéaire et la fonction sigmoïde.



(a) neurone seuil

(b) neurone linéaire

(c) neurone sigmoïde

Figure IV.10 Fonctions de transfert

Nom de la fonction	Relation entrée/sortie	Icône	Nom MATAB
Seuil	$y=0$ si $x < 0$ $y=1$ si $x \geq 0$		hardlim
Seuil symétrique	$y=-1$ si $x < 0$ $y=1$ si $x \geq 0$		hardlims
Linéaire	$y=x$		purelin
Linéaire saturée	$y=0$ si $x \leq 0$ $y=x$ si $0 \leq x \leq 1$ $y=1$ si $x \geq 1$		satlin
Linéaire saturée symétrique	$y=-1$ si $x < -1$ $y=x$ si $-1 \leq x \leq 1$ $y=1$ si $x > 1$		satlins
Linéaire positive	$y=0$ si $x \leq 0$ $y=x$ si $x \geq 0$		poslin
Sigmoïde	$y = \frac{1}{1 + \exp^{-x}}$		logsig
Tangente hyperbolique	$y = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$		tansig
Compétitive	$y=1$ si x maximum $y=0$ autrement		compet

Tab IV.1 Différentes fonctions d'activations utilisées dans les RNA.

Les neurones s'organisent et modifient leurs liens mutuels lors d'une procédure fondamentale qu'est *l'apprentissage*. Pour une tâche précise, l'apprentissage du réseau de neurones consiste donc à adapter les différents poids w_i [133].

IV.9 Processus d'apprentissage

Parmi les propriétés désirables pour un réseau de neurones, la plus fondamentale est sûrement la capacité d'apprendre de son environnement, d'améliorer sa performance à travers un processus d'apprentissage. Mais qu'est-ce donc que l'apprentissage ?

Malheureusement, il n'existe pas de définition générale, universellement acceptée, car ce concept touche à trop de notions distinctes qui dépendent du point de vue que l'on adopte. Dans le contexte des réseaux de neurones artificiels, nous adopterons un point de vue pragmatique en proposant la définition suivante : l'apprentissage est un processus dynamique et itératif permettant de modifier les paramètres d'un réseau en réaction avec les stimuli qu'il reçoit de son environnement. Le type d'apprentissage est déterminé par la manière dont les changements de paramètre surviennent.

Cette définition implique qu'un réseau se doit être stimulé par un environnement, qu'il subisse des changements en réaction avec cette stimulation, et que ceux-ci provoquent dans le futur une réponse nouvelle vis-à-vis de l'environnement. Ainsi, le réseau peut s'améliorer avec le temps.

Dans la plupart des architectures que nous étudierons, l'apprentissage se traduit par une modification de l'efficacité synaptique, c'est-à-dire par un changement dans la valeur des poids qui relient les neurones d'une couche à l'autre. Soit le poids $w_{i,j}$ reliant le neurone i à son entrée j . Au temps t , un changement, $\Delta w_{i,j}(t)$ de poids peut s'exprimer simplement de la façon suivante:

$$\Delta w_{i,j}(t) = w_{i,j}(t+1) - w_{i,j}(t) \quad (\text{IV.5})$$

Et, par conséquent, $w_{i,j}(t+1) = w_{i,j}(t) + \Delta w_{i,j}(t)$, avec $w_{i,j}(t+1)$ et $w_{i,j}(t)$ représentant respectivement les nouvelle et ancienne valeurs du poids $w_{i,j}$. Un ensemble de règles bien définies permettant de réaliser un tel processus d'adaptation des poids constitue ce qu'on appelle l'algorithme d'apprentissage du réseau. Il existe trois types d'apprentissages principaux. Ce sont l'apprentissage supervisé, l'apprentissage non-supervisé et l'apprentissage par tentative (graded training en anglais) [131].

On parle d'apprentissage supervisé quand le réseau est alimenté avec la bonne réponse pour les exemples d'entrées donnés. Le réseau a alors comme but d'approximer ces exemples aussi bien que possible et de développer à la fois la bonne

représentation mathématique qui lui permet de généraliser ces exemples pour ensuite traiter des nouvelles situations (qui n'étaient pas présentes dans les exemples).

Dans le cas de l'apprentissage non-supervisé le réseau décide lui-même quelles sont les bonnes sorties. Cette décision est guidée par un but interne au réseau qui exprime une configuration idéale à atteindre par rapport aux exemples introduits. Les cartes auto-organisatrices de Kohonen sont un exemple de ce type de réseau [131].

Enfin, "graded learning" est un apprentissage de type essai-erreur où le réseau donne une solution et est seulement alimenté avec une information indiquant si la réponse était correcte ou si elle était au moins meilleure que la dernière fois.

Il existe plusieurs règles d'apprentissage pour chaque type d'apprentissage. L'apprentissage supervisé est le type d'apprentissage le plus utilisé. Pour ce type d'apprentissage la règle la plus utilisée est celle de Widrow-Hoff. D'autres règles d'apprentissage existent par exemples la règle de Hebb, la règle du perceptron, la règle de Grossberg etc. [130],[131], [132].

IV.9.1 L'apprentissage de Widrow-Hoff

La règle d'apprentissage de Widrow-Hoff est une règle qui permet d'ajuster les poids d'un réseau de neurones pour diminuer à chaque étape l'erreur commise par le réseau de neurones (à condition que le facteur d'apprentissage soit bien choisi). Un poids est modifié en utilisant la formule suivante [128] :

$$w_{k+1} = w_k + \alpha \delta_k x \quad (\text{IV.6})$$

- w_k est le poids à l'instant k ,
- w_{k+1} le poids à l'instant $k+1$,
- α est le facteur d'apprentissage,
- δ_k caractérise la différence entre la sortie attendue et la sortie effective du neurone à l'instant k .
- x_k est la valeur de l'entrée avec laquelle le poids w est associé à l'instant k .

Ainsi, si δ_k et x_k sont positifs tous les deux, alors le poids doit être augmenté. La grandeur du changement dépend avant tout de la grandeur de δ_k mais aussi de celle de x_k . Le coefficient α sert à diminuer les changements pour éviter qu'ils deviennent trop grands, ce qui peut entraîner des oscillations du poids.

Deux versions améliorées de cet apprentissage existent, la version "par lots" et la version "par inertie" (momentum en anglais) [131], dont l'une utilise plusieurs exemples pour calculer la moyenne des changements requis avant de modifier le poids et l'autre empêche que le changement du poids au moment k ne devienne beaucoup plus grand qu'au moment $k-1$.

IV.10 Rétro propagation

La rétro propagation est actuellement la règle la plus utilisée pour l'apprentissage supervisé des réseaux neuronaux ; c'est une technique de calcul des dérivées qui peut être appliquée à n'importe quelle structure de fonctions dérivables. Elle est généralement utilisée pour des réseaux de neurones multicouches appelés aussi perceptrons, [111] [133] [134], [135].

IV. 11 Régulation de la vitesse par des réseaux de neurones

Le régulateur de vitesse de la figure (II.5) est un régulateur à base de réseau de neurones. En effet, nous nous proposons dans ce qui suit de construire un réseau de neurones, qui, à chaque instant k et en fonction des deux entrées $e(k)$ et $\Delta e(k)$ fait correspondre une sortie $C_{em}(k)$. Les deux variables d'entrée de ce réseau sont normalisées entre -1 et 1. En effet, elles sont définies comme suit [136]:

$$e(k) = \frac{w_{ref}(k) - w(k)}{w_{ref}(k)} \quad (IV.7)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (IV.8)$$

La variable de sortie $C_{em}(k)$ sera le couple de référence pour la boucle de régulation du couple.

Pour notre application nous utilisons une structure à une couche (figure IV.11). Le nombre de couches de neurones cachés est donc égal à 1. En effet, cette structure a la propriété d'approximation universelle, cette couche cachée comporte 5 neurones sigmoïdes, dont les fonctions de transfert sont de type tangent hyperbolique. La sortie d'un neurone sigmoïde étant bornée entre -1 et 1, il est nécessaire, dans la deuxième couche (couche de sortie) d'utiliser un neurone dont la fonction de transfert est linéaire.

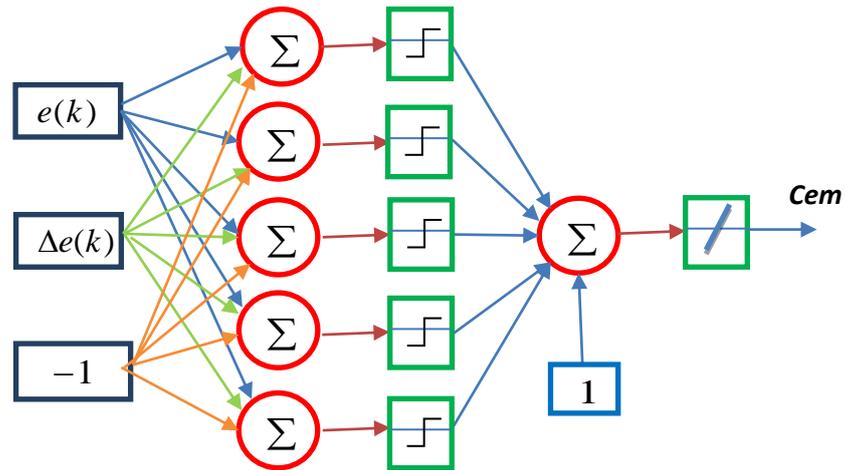


Figure IV.11 Structure de réseau neuronal utilisé pour la régulation de vitesse

IV.12 Résultats de simulation

Dans cette étude en simulation, nous allons observer le comportement du système avec les RN en poursuite et en régulation.

Les résultats obtenus lors d'un cycle complet de fonctionnement pour les différents tests de simulation de la vitesse, du couple électromagnétique, des composantes du flux et des courants seront représentés respectivement par les figures (IV.12- IV.16). Tous contiennent des zooms sur les moments de changement de contrainte.

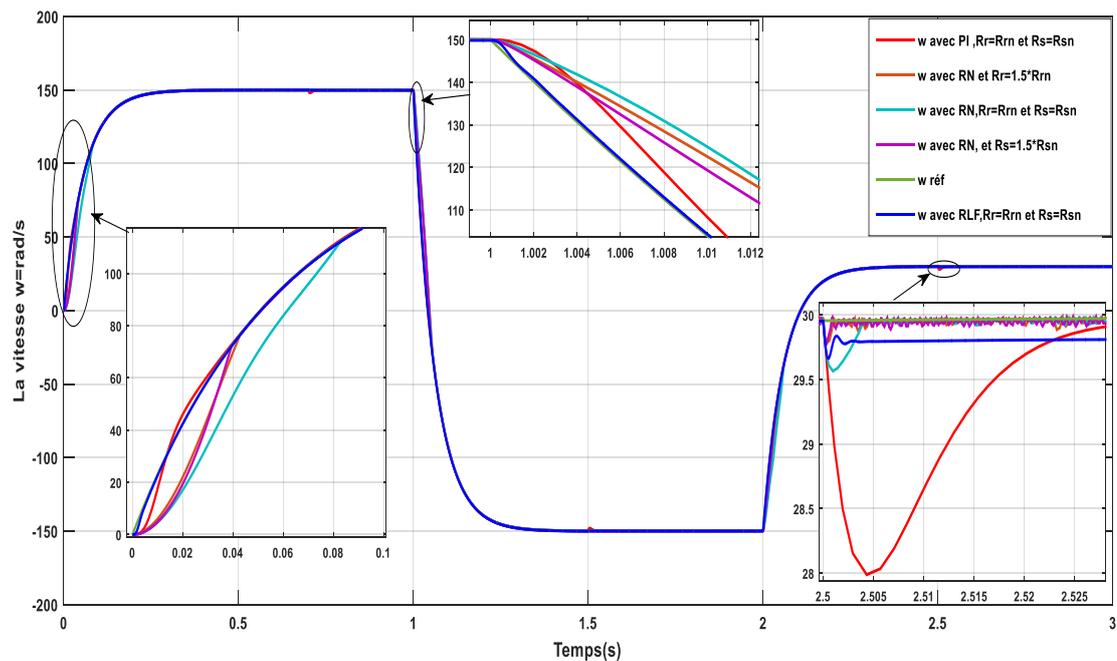


Figure IV.12 La vitesse par RN, RLF et PI

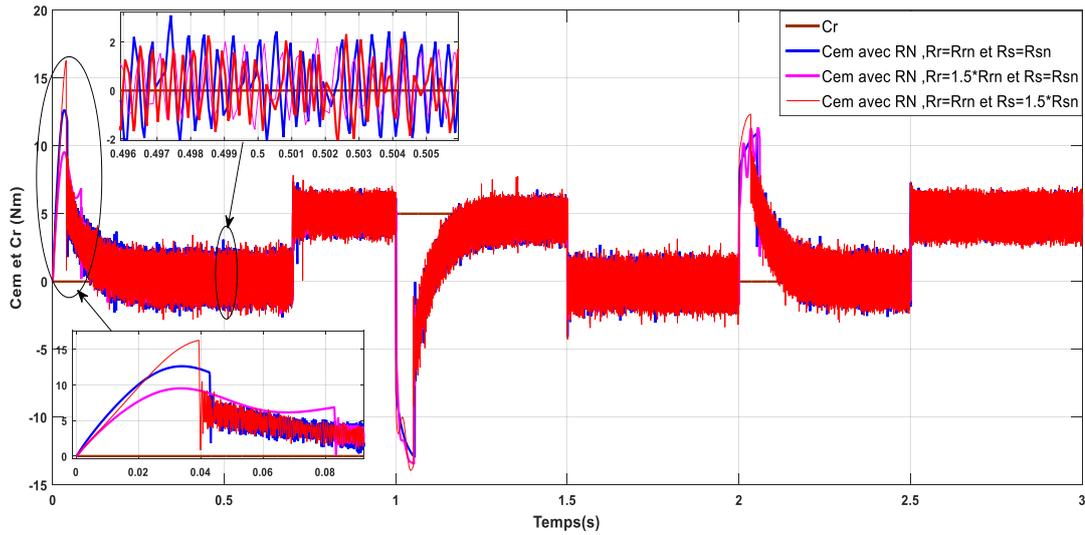


Figure IV.13 Le couple électromagnétique et le couple résistant

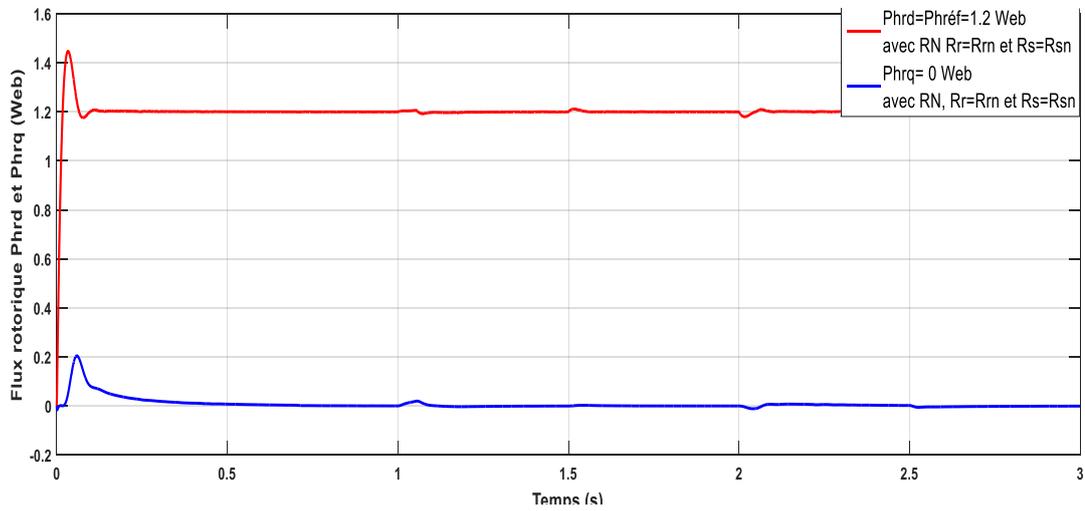


Figure IV.14 Le flux rotorique avec $R_r = R_{rn}$ et $R_s = R_{sn}$

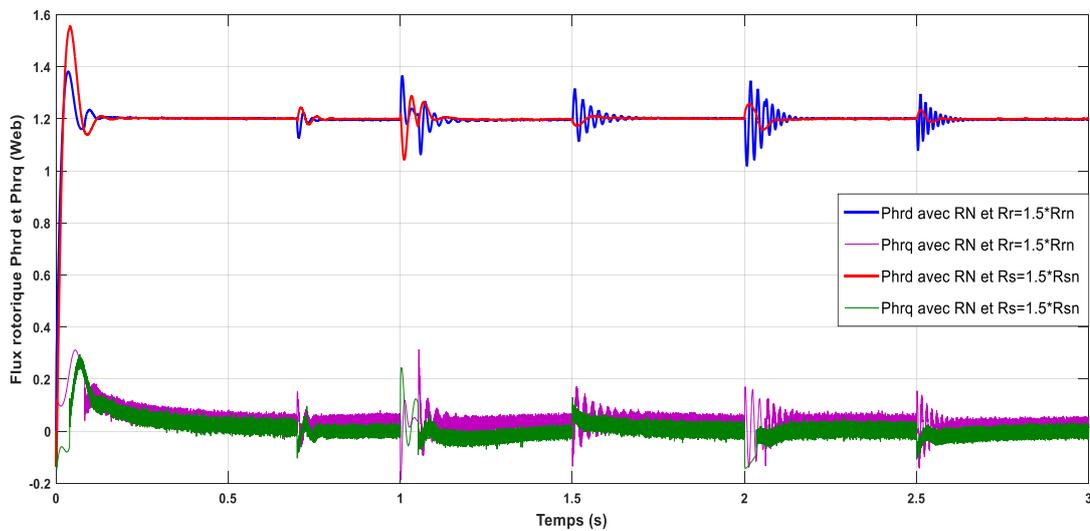


Figure IV.15 Le flux rotorique avec $R_r = 1.5 * R_{rn}$ et $R_s = 1.5 * R_{sn}$

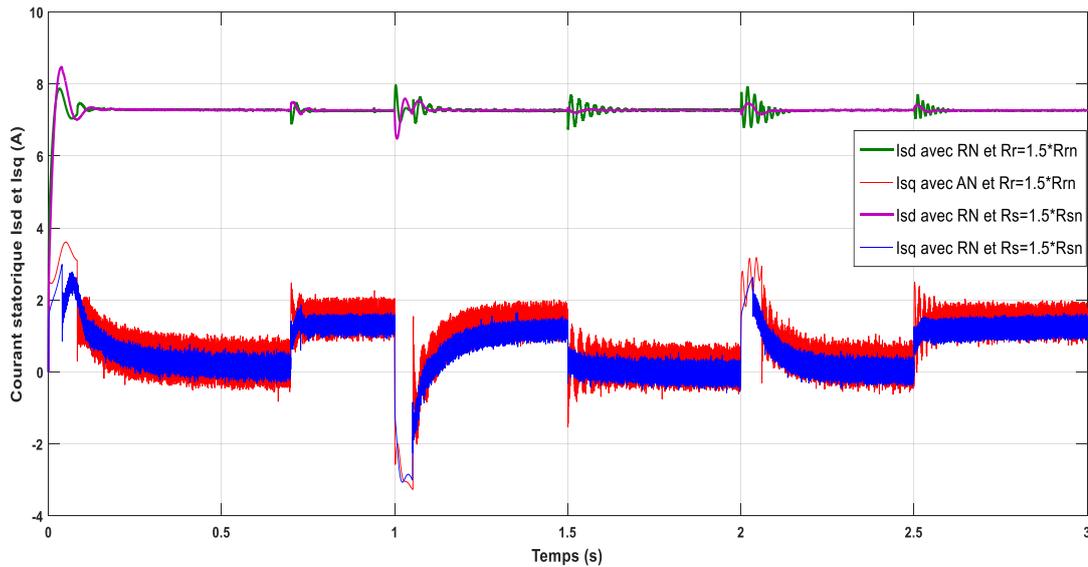


Figure IV.16 Le courant statorique avec $R_r=1.5 \cdot R_{rn}$ et $R_s=1.5 \cdot R_{snn}$

IV.13 Interprétation des résultats

Lors d'un cycle complet de fonctionnement défini par les figures (VI.12-VI.16), nous analyserons, dans la suite et en détail les points de fonctionnement les plus intéressants.

IV.13.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction du couple de charge

La figure (VI.12) montre les performances de régulation pour la commande par réseau de neurone (régulateur neuronal), avec un démarrage à vide, suivi d'une application du couple de charge à l'instant $t=0.7$ sec.

La figure (VI.12) montre la réponse de la vitesse qui est apériodique avec des meilleures performances de la poursuite de la trajectoire désirée. Le contrôleur neuronal rejette la perturbation de charge rapidement dans la vitesse sans dépassement et sans erreur statique. Sa chute relative à un couple de charge 5 Nm est : $\Delta\Omega / \Omega_r = 0.16\%$.

Une première conclusion sur la bonne robustesse du RN vis-à-vis de la variation du couple de charge peut être donc tirée. La supériorité du régulateur par RN sur un régulateur RLF et le régulateur conventionnel de type PI est également montrée. Les résultats de simulation obtenus montrent bien l'amélioration de la réponse dynamique de la vitesse.

Le couple électromagnétique résultant de la figure (VI.13) est d'abord limité au démarrage à la valeur 12.64 Nm, puis décroît progressivement où il prendra la valeur nulle dès que la vitesse se stabilise et à l'instant d'insertion du couple résistant, le couple électromagnétique suit le couple de charge.

À l'instant du démarrage de la machine, nous trouvons que le découplage n'est pas parfait, car la réponse du flux rotorique figure (IV.14) est pseudopériodique. Après le démarrage de la machine et à l'instant d'insertion du couple de charge, nous constatons que le flux au rotor suivant l'axe-d ϕ_{rd} reste constant et égal à sa valeur de consigne et le flux rotorique suivant l'axe-q ϕ_{rq} reste pratiquement égal à zéro avec une légère perturbation durant l'application du couple de charges suivant les deux axes, donc le découplage est parfait .

IV.13.2 Tests de robustesse

c) Inversion du sens de rotation

Le test de l'inversion de la vitesse sur le MADA est réalisée à couple constant avec un changement de consigne de vitesse de (150 rad/sec) à (-150 rad/sec) à l'instant $t=1$ sec. D'après les résultats obtenus nous notons que :

À l'inversion de la vitesse, le régime transitoire est identique au temps de réponse en vitesse avec une erreur statique presque nulle. La vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative rapidement comparativement au régulateur PI classique et sans dépassement, et la vitesse n'est pas affecté par le changement brusque de la consigne et cela en fonctionnement à vide ou en charge.

Les pics de courant sont moins importants qu'au démarrage à vide ; le couple électromagnétique (figure IV.13) atteint - 12.95 N.m au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne négative (-150 rad/sec). Les courbes des flux rotoriques (figure IV.13) observent une légère variation pendant l'inversion de la vitesse et après se stabilisent.

d) Robustesse vis-à-vis les variations de la résistance rotorique et statorique

Dans le but de tester la robustesse de la commande par réseau de neurones vis-à-vis des variations de la résistance rotorique et statorique, nous avons refait le même

travail de simulation qui a été achevé dans le cas du réglage de vitesse par le régulateur PI classique.

D'après les résultats obtenus, nous pouvons constater que la variation de la résistance rotorique et statorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, même avec des ondulations apparentes sur les courbes du couple, du flux et des courants qui sont visiblement inhérents au fonctionnement en petites vitesses. Ceci montre la robustesse de la commande par réseau de neurones face à la variation de la résistance rotorique et statorique.

D'après les résultats, nous remarquons de façon claire la variation de la résistance statorique qui n'a que très peu d'influence sur l'orientation du flux. En revanche, la variation de la résistance rotorique influe d'une façon remarquable sur l'orientation du flux (figure IV.14) et le couple (figure IV.13) surtout durant l'inversion de la consigne et en basse vitesse à $t=2$ sec. Mais ces perturbations sont moins importantes par rapport au régulateur flou et PI conventionnelle. De ce qui précède, nous pouvons constater que les résultats obtenus avec les tests de robustesse montrent la supériorité du régulateur neuronal utilisé par rapport aux régulateurs flous et PI.

IV.15 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons effectué une synthèse générale sur les réseaux de neurones à apprentissage supervisé, après nous avons procédé à leurs applications dans la commande vectorielle de la MADA. Nous avons étudié ainsi la robustesse de ce contrôleur vis-à-vis des perturbations à travers des résultats de simulation.

Quoi que ce soit la technique de réglage de la vitesse par réseau de neurones, les plages de fonctionnement étudiées, suivent parfaitement leur consigne et sont plus robustes lors de la variation de la charge. Cependant, cette robustesse ne diminue pas même si les variations paramétriques sont très importantes. Nous pouvons donc conclure que la commande par réseau de neurones associée à la commande vectorielle se prête bien pour le réglage de la vitesse de la MADA. Elle assure une bonne orientation du flux rotorique et donc un bon découplage entre le flux et le couple.

Chapitre V : Étude comparative

CHAPITRE V : Étude comparative

V.1 Introduction

L'objectif de la commande en général et de la machine asynchrone en particulier est d'obtenir un système de haute performance, à savoir :

- 1) précision en poursuite ;
- 2) précision en régulation (temps de montée, temps de réponse, dépassement et stabilité) ;
- 3) robustesse vis-à-vis des perturbations;
- 4) sensibilité à la variation de paramètres.

À partir de ce point de vue, nous pouvons analyser et comparer les résultats obtenus dans les trois chapitres précédents pour voir l'apport de l'intelligence artificielle lorsqu'elle est associée à la commande vectorielle.

Donc, dans ce chapitre nous allons effectuer une comparaison des caractéristiques statiques et dynamiques des trois techniques de commande (PI classique, la logique floue et par réseaux de neurones) à partir des résultats obtenus dans les chapitres 2, 3 et 4 par simulation numérique, et ce dans les mêmes conditions de fonctionnement.

V.2 Comparaison des trois types de contrôleurs

V.2.1 Commande avec boucle de vitesse

Dans cette étude en simulation, nous allons observer le comportement du système avec les régulateurs de vitesse PI, RLF et RNA en poursuite et en régulation. La figure V.1 montre la réponse de la vitesse lors d'un cycle complet de fonctionnement. Les points de fonctionnement les plus intéressants seront analysés et comparés par la suite et en détails.

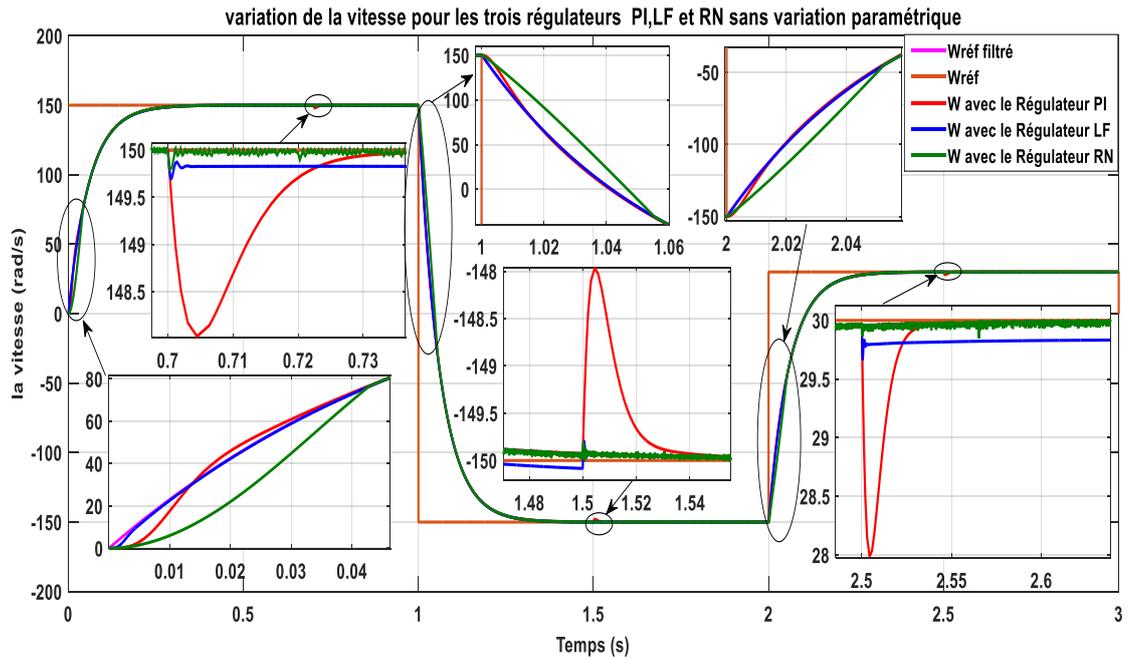


Figure V.1 La vitesse

a) Comparaison au niveau du démarrage à vide suivi d'une introduction de charge

La vitesse de rotation avec le contrôleur PI suit bien son profil de référence avec une erreur de poursuite pendant les phases transitoires (figure V.2) et en s'annulant en régime permanent jusqu'à l'introduction du couple à l'instant $t=0.7$ sec qui génère une diminution de la vitesse de rotation (figure V.3). La réponse de la vitesse par le contrôleur LF présente des meilleures performances de la poursuite de la trajectoire désirée (figure V.2) et rejette la perturbation de charge rapidement dans la vitesse sans dépassement mais avec une erreur statique négligeable (figure V.3).

Par contre la réponse de la vitesse par le régulateur RNA présente des meilleures performances de la poursuite (figure V.3) seulement au démarrage nous remarquons que le système est lent (figure V.2) pour rejoindre la consigne. Le contrôleur neuronal rejette la perturbation de charge rapidement dans la vitesse sans dépassement et sans erreur statique (figure V.3).

Dans les figures (V.4, V.5 et V6), nous observons une excellente orientation du flux rotorique sur les deux axes direct et quadrature. Ce qui se répercute sur le couple électromagnétique, qui suit parfaitement le couple de référence représentant la loi de commande générée par le contrôleur. À l'instant de démarrage de la machine, nous

trouvons que le découplage n'est pas parfait, car la réponse du flux rotorique (figures V.4; V.5 et V.6) est pseudopériodique. Après le démarrage de la machine et à l'instant d'insertion du couple de charge, nous constatons que le flux au rotor suivant l'axe-d ϕ_{rd} reste constant et égal à sa valeur de consigne et le flux rotorique suivant l'axe-q ϕ_{rq} reste pratiquement égal à zéro avec une légère perturbation durant l'application du couple de charges suivant les deux axes, donc le découplage est parfait avec les trois contrôleurs.

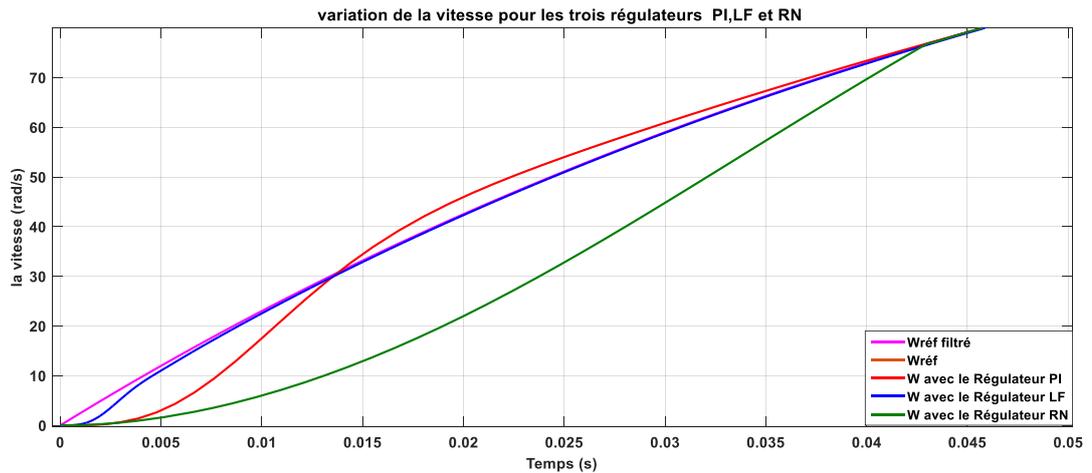


Figure V.2 la vitesse au démarrage

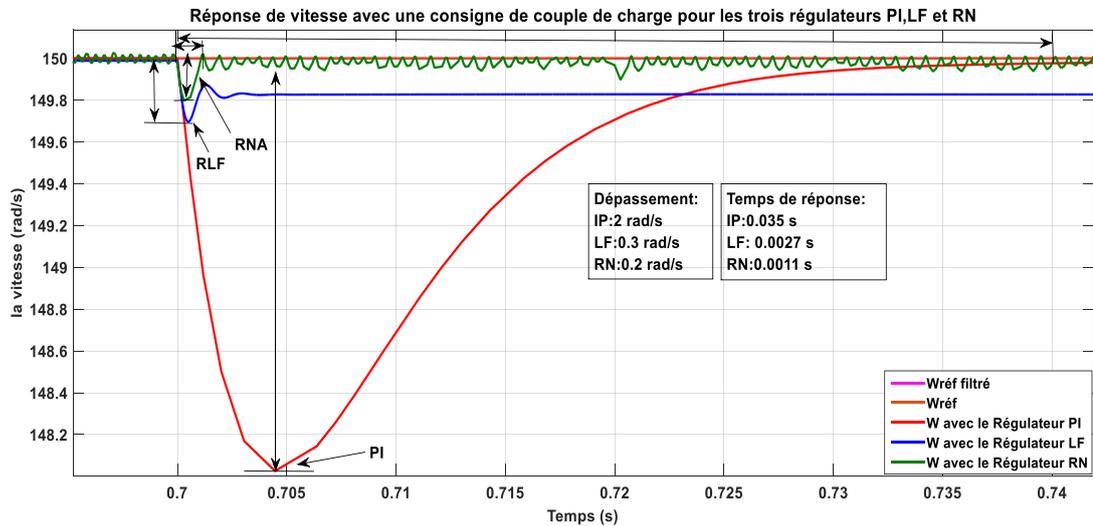


Figure V.3 la vitesse à l'instant d'insertion du couple de charge

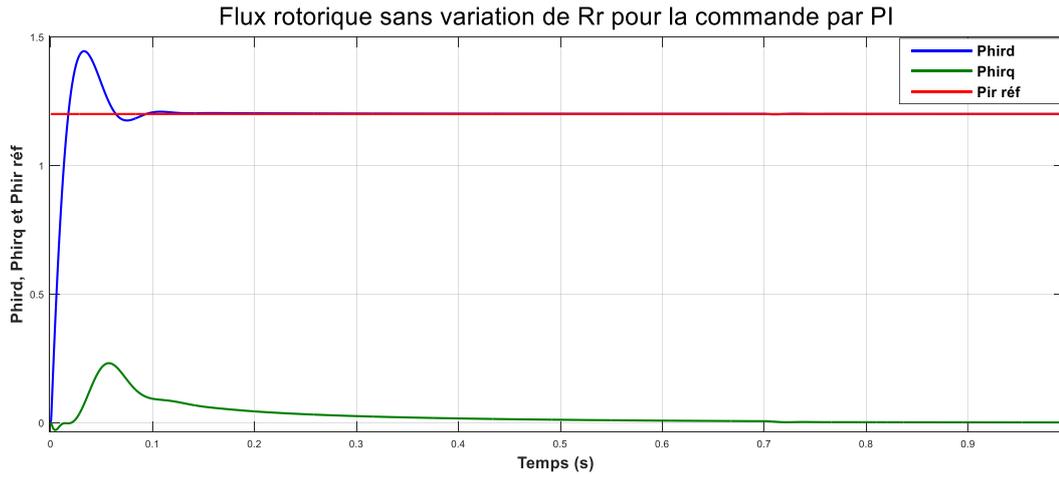


Figure V.4 Flux rotorique avec le régulateur PI avec $Cr=5Nm$ à $t=0.7s$

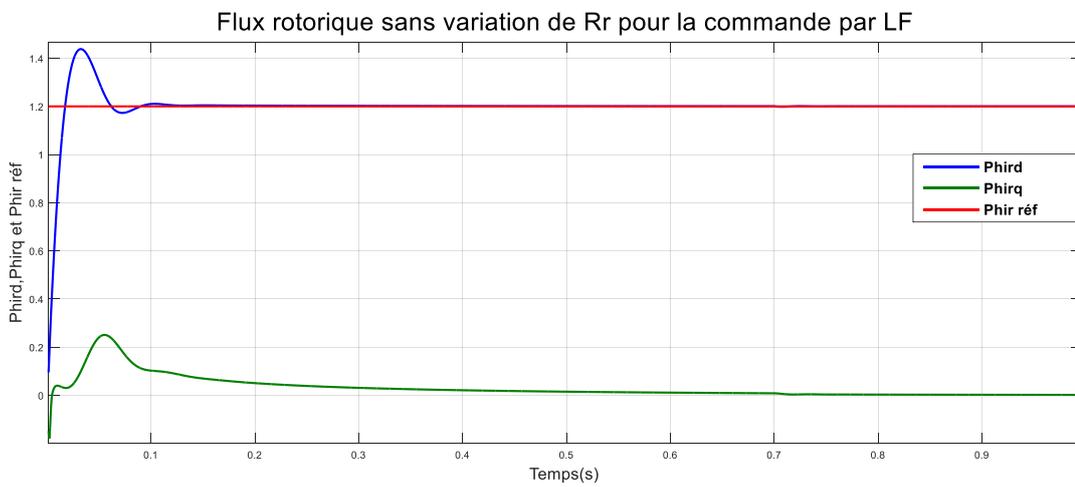


Figure V.5 Flux rotorique avec le régulateur LF avec $Cr=5Nm$ à $t=0.7s$

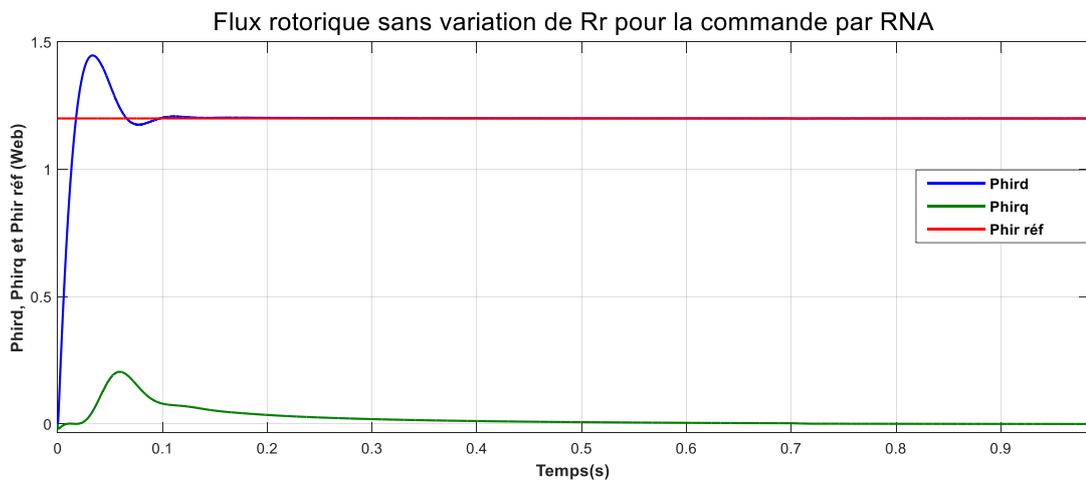


Figure V.6 Flux rotorique avec le régulateur RNA avec $Cr=5Nm$ à $t=0.7s$

b) Comparaison au niveau de l'inversion du sens de rotation suivi d'une suppression du couple de charge

À l'inversion de la vitesse, le contrôleur par logique floue suit parfaitement sa consigne par rapport au contrôleur PI et RNA (figure V.7). La vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative rapidement et sans dépassement pour les trois contrôleurs (figure V.1). Les allures des flux rotoriques sont légèrement affectées avec une influence négligeable (figures V.9, V.10 et V.11). De ce qui précède, nous pouvons constater que les résultats obtenus avec les tests d'inversion du sens de rotation sont affectés avec une influence négligeable.

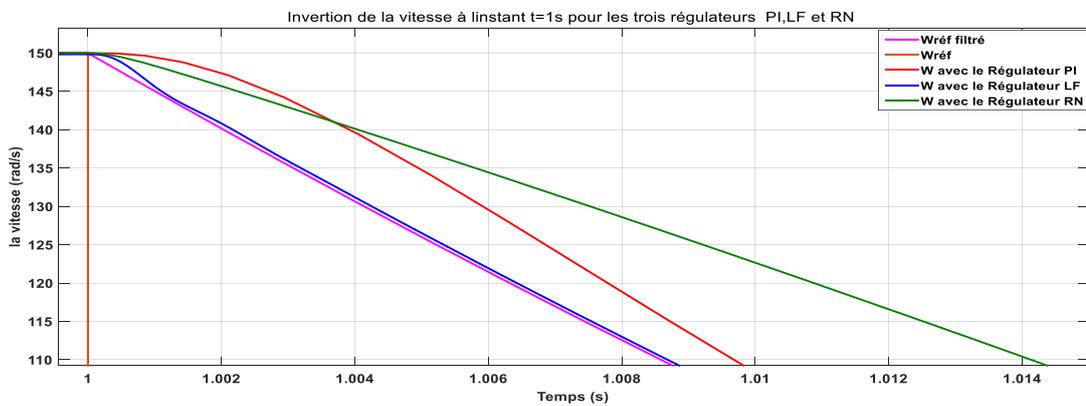


Figure V.7 Inversion du sens de rotation de la vitesse

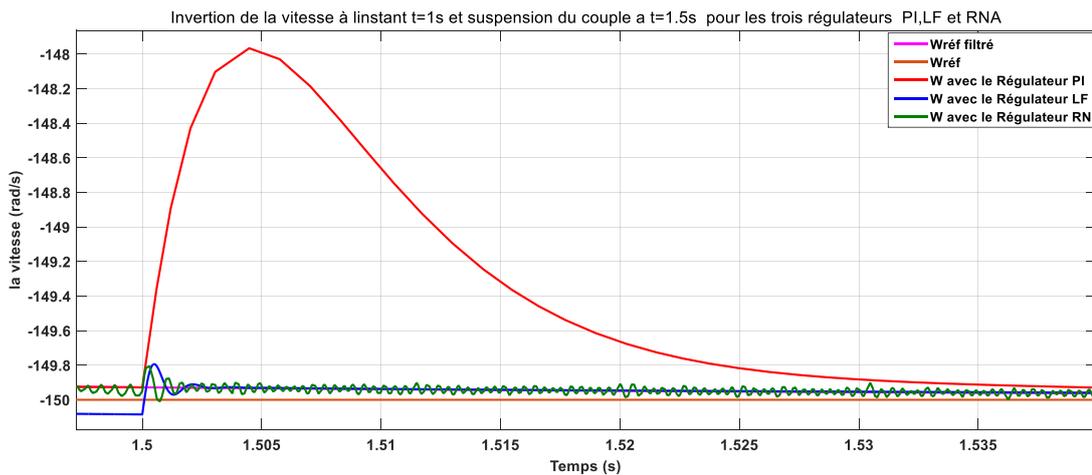


Figure V.8 Inversion du sens de rotation de la vitesse avec suspension du couple résistant

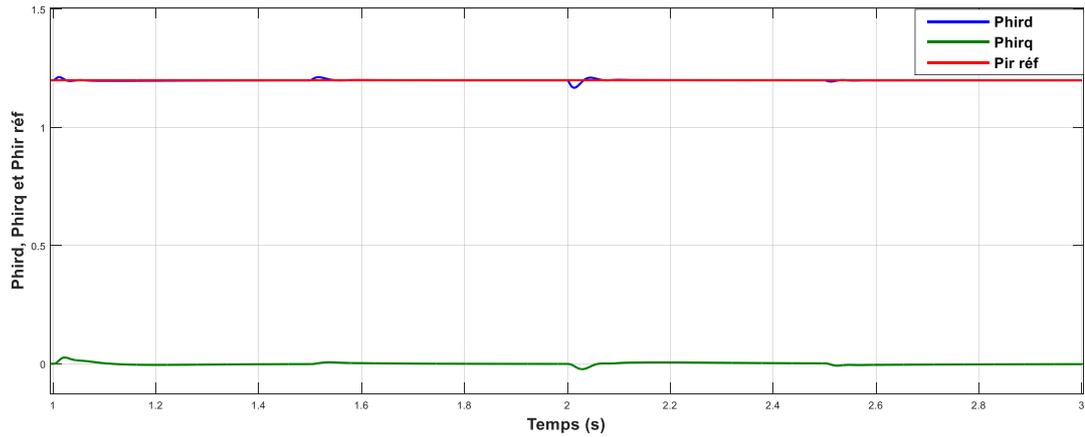


Figure V.9 Flux rotorique à l'inversion du sens de rotation a t=1s et t=2s de la vitesse avec et sans couple de charge (PI)

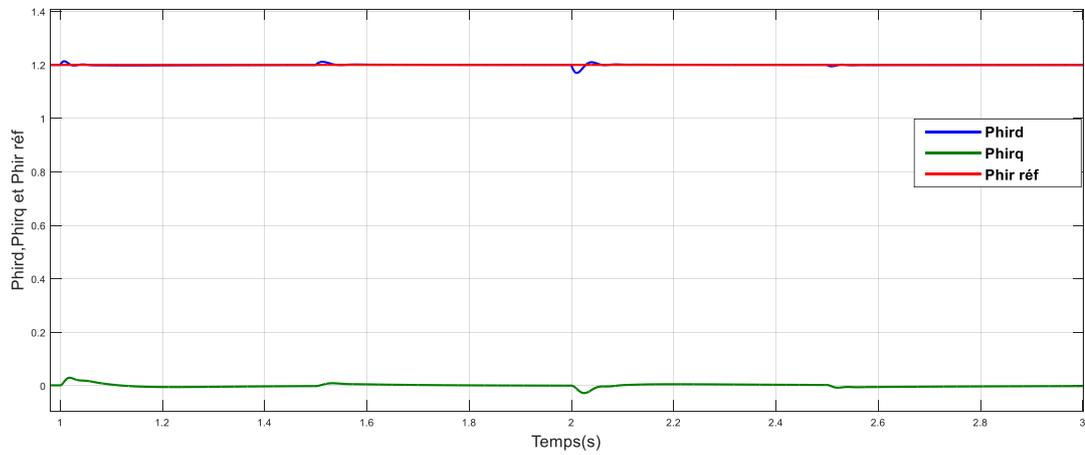


Figure V.10 Flux rotorique à l'inversion du sens de rotation a t=1s et t=2s de la vitesse avec et sans couple de charge (RLF)

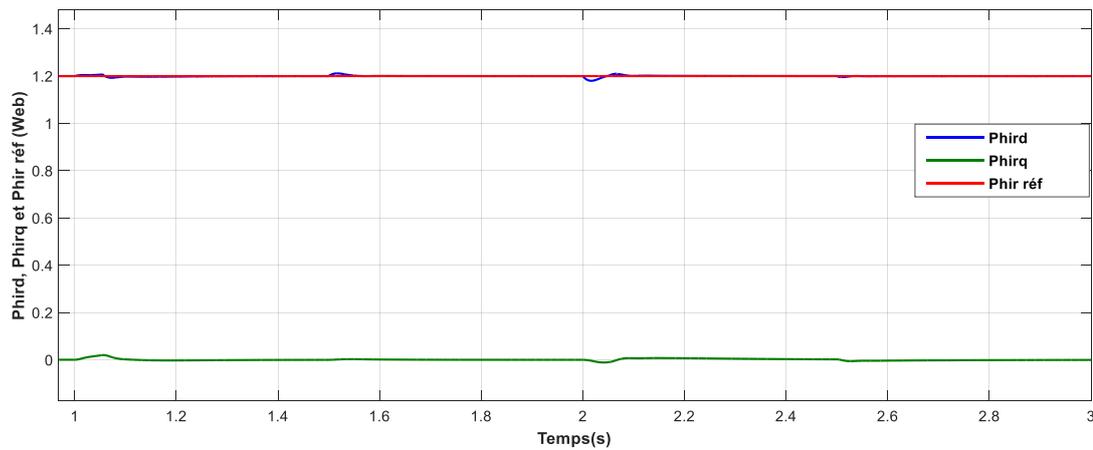


Figure V.11 Flux rotorique à l'inversion du sens de rotation a t=1s et t=2s de la vitesse avec et sans couple de charge (RRNA)

c) Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique

D'après les résultats, nous remarquons de façon claire que la résistance rotorique influe d'une façon remarquable sur la vitesse (figure V.12) pour la commande vectorielle avec le contrôleur PI. Cependant, sur l'orientation du flux (figures II.11) l'effet est clairement apparu. Le flux est altéré surtout pendant les phases transitoires et à l'insertion du couple de charge. Donc, nous notons que le régulateur PI n'est pas robuste vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique.

Il est à remarquer que la variation de la résistance rotorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques avec le régulateur RNA. Ceci montre la robustesse de la commande par réseau de neurones face à la variation de la résistance rotorique et saturatorique.

Nous remarquons aussi de façon claire que la variation de la résistance rotorique pour les trois régulateurs influe d'une façon remarquable sur l'orientation du flux (figure V.17) surtout durant l'inversion de la consigne et en basse vitesse à $t=2$ sec. Mais avec le contrôleur RNA ces perturbations sont moins importantes par rapport au régulateur flou (V.16) et PI conventionnel (figures V.15).

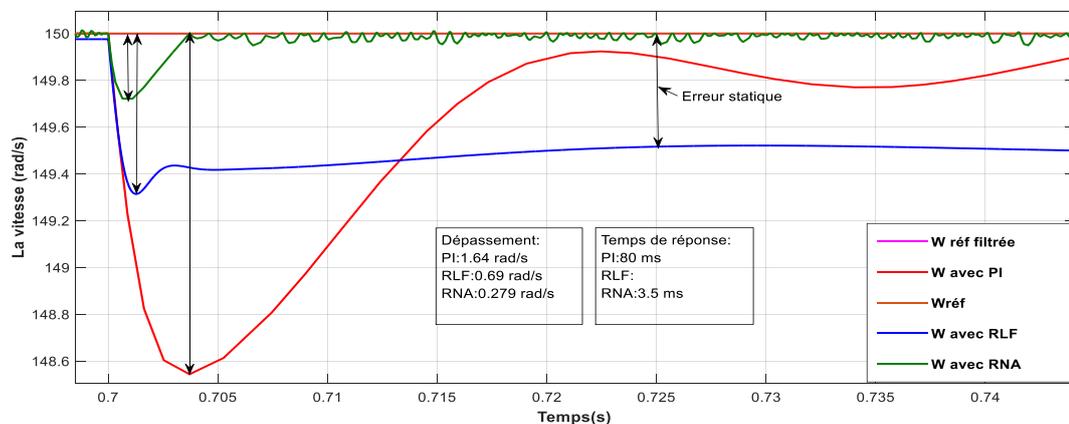


Figure V.12 Fonctionnement à vitesse nominale avec l'application du couple de charge (PI, LF et RN)

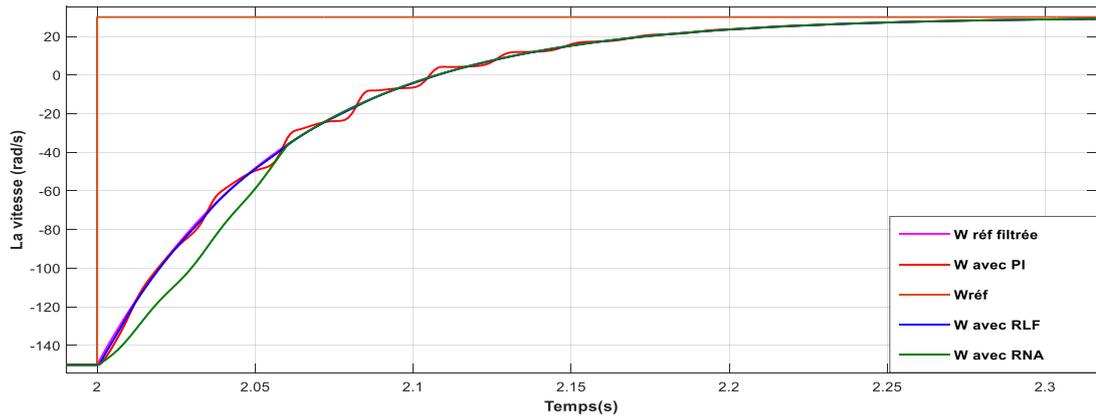


Figure V.13 Inversement du sens de rotation à faible vitesse sans couple de charge (PI, LF et RN)

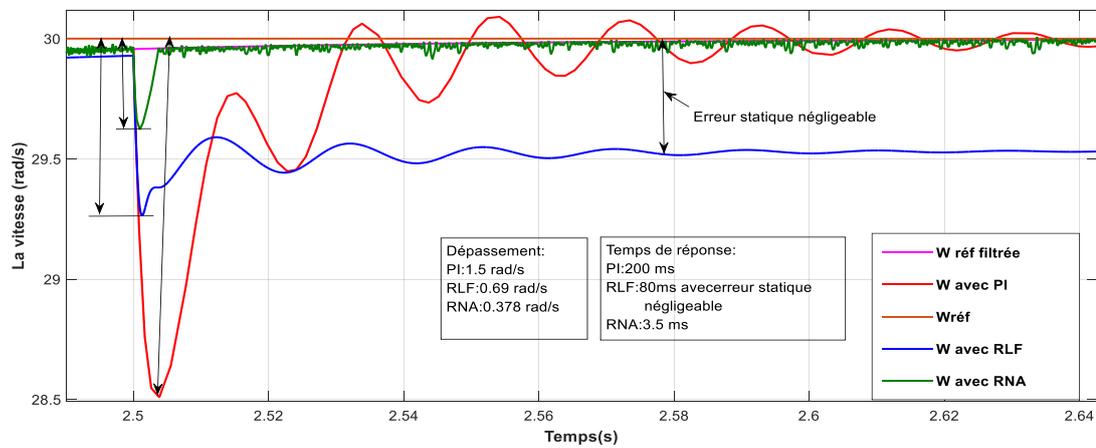


Figure V.14 Fonctionnement à faible vitesse avec l'application de charge (PI, LF et RN)

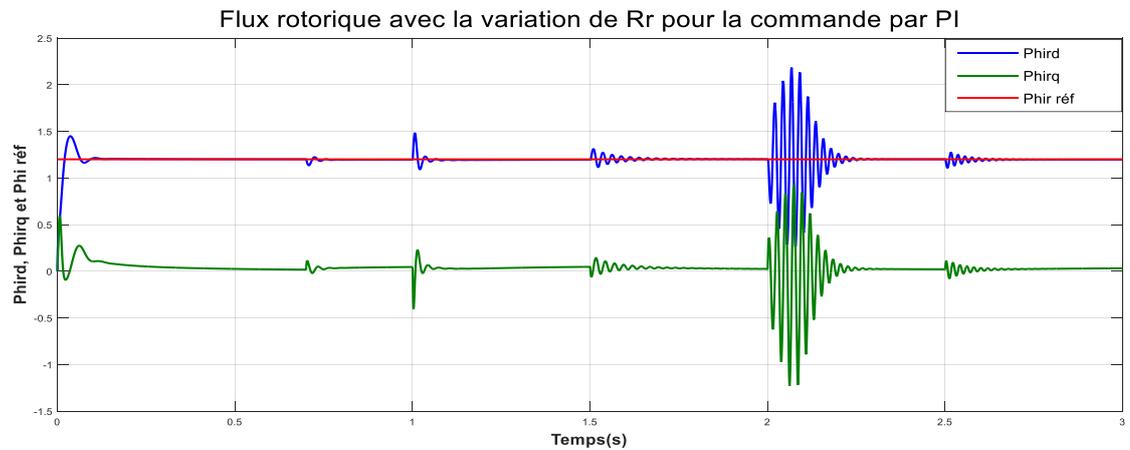


Figure V.15 Cycle complet de fonctionnement pour le flux avec la variation de R_r (PI)

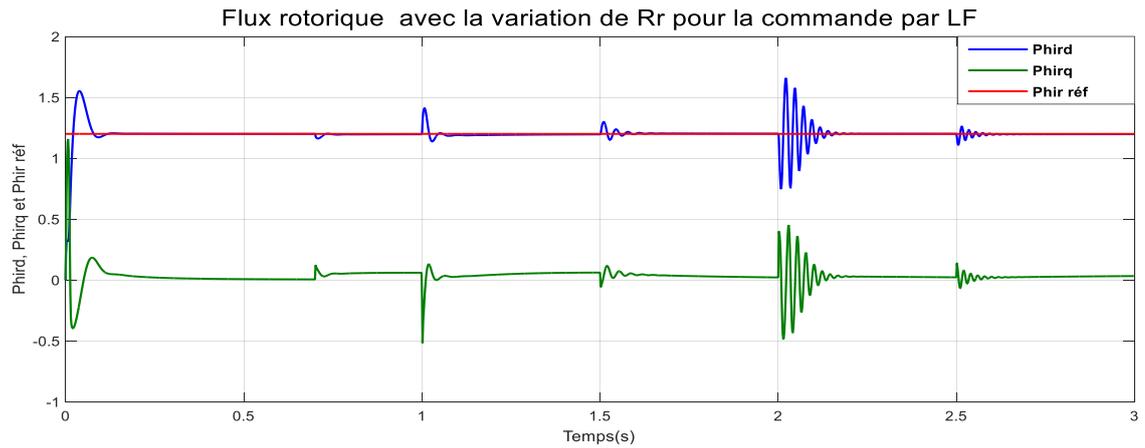


Figure V.16 Cycle complet de fonctionnement pour le flux avec la variation de Rr (RLF)

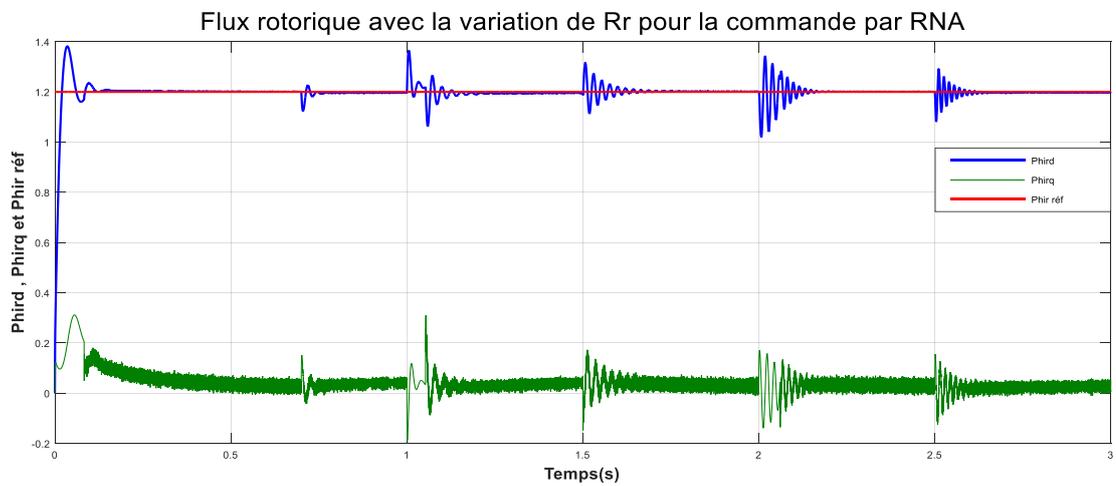


Figure V.17 Cycle complet de fonctionnement pour le flux rotorique avec la variation de Rr (RRNA)

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procédé à une étude comparative des trois régulateurs de commandes du moteur asynchrone à double alimentation (MADA). Nous pouvons noter que la commande par la logique floue et la commande par réseaux de neurones ont montré leur succès en apportant une nette amélioration des performances dynamiques de la vitesse. Mais l'inconvénient majeur de de la commande par réseaux de neurones est le problème de chattering qui est apparu au niveau du couple électromagnétique.

À la fin de ce chapitre, nous pouvons conclure en montrant que le réglage par la logique floue et les réseaux de neurones présente une amélioration par rapport à la

commande par le régulateur PI classique. La commande par réseaux de neurones présente une meilleure robustesse que celle de la commande vectorielle par régulateur classique PI, cette robustesse garantit une bonne insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Pour conclure notre modeste travail, nous tenons à faire rappeler quand même notre principal objectif de départ qui était la contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation et l'impact de l'introduction de l'intelligence artificielle pour résoudre les problèmes de robustesse dans la commande proposée à savoir la robustesse à la variation des conditions de travail (changement de charge, inversion de la vitesse) et la robustesse à la variation des paramètres de la machine (résistances rotorique et statorique).

Le premier chapitre de ce travail (état de l'art), a été consacré à la présentation d'une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine et les différentes techniques de commande.

Afin de mieux maîtriser la machine, la première partie du deuxième chapitre (Modélisation et commande vectorielle de la MADA) a été consacrée à la modélisation de la MADA en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices. Dans le but de la réalisation d'un entraînement à vitesse variable, la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique a été appliquée à la MADA qui permet de rendre le système de la MADA similaire à celui de la machine à courant continu sachant que les machines asynchrones étaient traditionnellement utilisées dans les applications à vitesse constante vu la difficulté majeure rencontrée dans sa commande qui réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplés et que toute action sur l'une se répercute sur l'autre.

Dans la deuxième partie nous avons utilisé un contrôleur de vitesse classique de type PI qui a été synthétisé. Les performances obtenues avec ce PI sont satisfaisantes concernant la réponse en vitesse qui a été excellente dans une large plage de réglage avec une faible erreur de poursuite et une maîtrise du couple et du courant durant le fonctionnement normal de la machine. Mais devant l'insuffisance des performances de ce régulateur, où les tests de robustesse montrent bien la sensibilité de ce régulateur aux variations paramétriques et aux variations des

conditions de travail, nous remarquons que la réponse de la vitesse en charge présente des perturbations et le couple présente des oscillations importantes qui peuvent nuire au fonctionnement du système.

De plus, pour les basses vitesses, la variation de la résistance rotorique devient importante et ne doit plus être négligée, ce qui fait perdre la précision de la loi de commande qui est basée sur les hypothèses simplificatrices. Ceci entraîne une augmentation considérable des ondulations du couple et de flux où le découplage a été affecté. Donc, la robustesse de la commande vectorielle avec l'emploi du contrôleur PI est faible face aux variations des paramètres du moteur et des conditions de travail.

Dans la procédure d'amélioration de la commande vectorielle, nous sommes passé ensuite aux récentes avancées en matière de technologie de traitement de signal qui sont basées sur les techniques de l'intelligence artificielle, telles que la logique floue, et les réseaux de neurones qui possèdent des caractéristiques essentielles pour l'amélioration des performances de la commande proposée et c'est sous l'angle du système de commande que le sujet a donc été abordé.

En ce qui concerne la logique floue pour la commande de la MADA (chapitre III), les résultats de simulation montrent que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables par rapport au régulateur classique PI. En effet, le régulateur par logique floue offre de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet immédiat et quasi-total de la perturbation, le FLC aussi accorde une meilleure poursuite. Cependant, le contrôleur flou présente des perturbations sur l'orientation du flux et du couple surtout durant l'inversion de la consigne et en basse vitesse, mais sont moins importantes par rapport au régulateur PI conventionnel.

Nous pouvons conclure, en disant que la commande par logique floue associée à la commande vectorielle se prête bien pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone à double alimentation. Malgré ses bonnes performances atteintes, un régulateur flou reste difficile à synthétiser. En fait, son réglage peut être relativement étendu et accablant, il s'agit parfois beaucoup plus d'ajustements. La mise en place d'un système flou nécessite donc une attention particulière lors de la phase de test de manière à détecter les éventuelles aberrations du système. Il manque

donc à la logique floue un moyen d'apprentissage performant pour régler un système flou : ce sont les réseaux de neurones qui feront l'objet.

Concernant les réseaux de neurones (chapitre IV), des améliorations importantes ont été apportées avec le régulateur neuronal par rapport aux deux autres régulateurs, en effet ce neurones suivent parfaitement leur consigne et sont plus robustes lors de la variation de la charge (en termes d'atténuation des dépassements au niveau des régimes transitoires et l'insensibilité aux variations paramétriques). Cependant, cette robustesse ne diminue pas même si les variations paramétriques et les conditions de travail sont très importantes. Nous pouvons donc déduire que la commande par réseau de neurones associée à la commande vectorielle se prête bien pour le réglage de la vitesse de la MADA. Elle assure une bonne orientation du flux rotorique et donc un bon découplage entre le flux et le couple. L'un des problèmes de l'utilisation d'un RNA consiste dans le choix de sa topologie. Il n'existe pas de règle générale qui donne le nombre de neurones à retenir pour la couche intermédiaire, ce choix est spécifique à chaque application, et ce ne sont que des choix arbitraires dont on vérifie par la suite la validité.

Enfin, nous pouvons conclure que les systèmes de contrôle de vitesse des MADA utilisant la logique floue ou les réseaux de neurones ont répondu aux objectifs visés et présentent des performances intéressantes, surtout en milieu industriel parce qu'ils sont bien adaptés lorsqu'on a des contraintes sévères au niveau de la régulation.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [01] KAUFMANN, A. *Nouvelles logiques pour l'intelligence artificielle*. Édition Hermes, Paris, 1987.
- [02] DUBOIS, D; GENTIL, S. *Intelligence Artificielle et Automatique*. Revue d'Intelligence Artificielle, Vol. 8, N°1, pp. 7-27,1994.
- [03] GUEZ, A, EILBERT, J et KAM, M. *Neural Network Architecture for Control*. IEEE Control Systems Magazine, pp. 22–25, April 1988.
- [04] HASSOUN, M.H. *Fundamentals of Artificial Neural Networks*. Cambridge, MA: MIT Press, 1995.
- [05] DRID, S. *Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : théorie et expérimentation*. Thèse de Doctorat en électrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [06] BENALIA, L. *Contribution à l'étude du comportement de la Machine Asynchrone à Double Alimentation*. Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2003.
- [07] FORCHTTEI, D, GARCIA, G et VALLA, MI. *Vector control strategy for a doubly-fed standalone induction generator vector*. IEEE Trans .Energy conversion, pp: 991-995, 2002.
- [08] BOYETTE, A. *Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne*. Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11, France, 2006.
- [09]. HOP1 HOPFENSPERGER, B; ATKINSON D. J. *Stator Flux Oriented Control of a Doubly-Fed Induction Machine With and Without Position Encoder IEE Proc. Electr. Power Appl. Vol. 147, No 4, p. 241-250, July 2000*.
- [10]. SAPIN, A, HODDER, A, SIMOND, J.J. et SCHAFER D. *Doubly-Fed Asynchronous Machine with 3-level VSI for Variable Speed Pump Storage*. ICEM 2000 Conference, pp. 377-381, Espoo, Finland, 28-30 August 2000.
- [11]. DIN, Y; WANG, S. *Stability Analysis of Field Oriented Doubly-Fed Induction Machine Based on Computer Simulation Proc. ICEM*, pp. 361-366, Boston, 1990.
- [12]. WANG, S; DING, Y. *Stability Analysis of Field Oriented Doubly-Fed Machine Drive Based on Computer Simulation Electric Machines and Power System*. pp. 11-24, 1993.

- [13]. MAC MACHMOUM, M, CHERKAOUI, M, SARGOS F. M et REZZOUG A. *Modeling of a Doubly-Fed Asynchronous Machines Application to a Voltage Supply New Trends*. R. Le Doeuf and J. Robert (eds.) Elsevier Science Publishers B.V. IMACS, 1991, pp. 71-76.
- [14]. MACHMOUM, M, LE DOEUFF, R, SARGOS F. M et CHERKAOUI M. *Steady-State Analysis of a Doubly-Fed Asynchronous Machine Supplied by a Current-Controlled Cyclo converter in the Rotor*. IEE Proceedings-B, Vol. 139, N° 2, pp. 114-122, March 1992.
- [15]. WALCZYNA, A. M. *Simulation Study of Dynamics of Current-Controlled Doubly-Fed Induction Machine Proc. EPE*, Vol. 2, pp. 876-88, Aachen, 1989.
- [16]. WALCZYNA, A. M. *Comparison of dynamics of doubly-fed induction machine controlled in field and rotor-oriented axes Proc. EPE*, Vol. 2, pp. 231-236, Firenze, 1991.
- [17]. EL ASMAR, C. *Contribution à une Etude Générale des Machines à Double Alimentation – Application*. Thèse de Doctorat d'État, Institut National Polytechnique, Toulouse, 1987.
- [18]. EL ASMAR, C, HADDAD, K; DESSAINT, L. *Contribution à l'étude de la Cascade Hypo synchrone en régime permanent*. Canadian Conference on Industrial Automation, Montréal, June 1992.
- [19]. EL ASMAR, C, HADDAD, K ; DESSAINT, L. *Modeling of Subsynchronous Cascade in Steady State Using Doubly Fed Machine Theory IMACS-TC1*. École Polytechnique de Montréal, pp.177-181, July 7th to 9th 1993.
- [20]. AKPINAR, E; PILLAY, P. *Modeling and Performance of Slip Energy Recovery Induction Motor Drives*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 5, N° 1, pp. 203-210, March 1990.
- [21]. AKPINAR, E, PILLAY, P. *A Computer Program to Predict the Performance of Slip Energy Recovery Induction Motor Drives*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 5, N° 2, pp. 357-365, June 1990.
- [22]. AKPINAR, E, PILLAY, P; ERSKAK A. *Starting Transients in Slip Energy Recovery Induction Motor Drives, Parts 1 & 2*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 7, N° 1, pp. 238-251, March 1992.
- [23]. AKPINAR, E, PILLAY, P; ERSKAK, A. *Calculation of the Overlap Angle in Slip Energy Recovery Drives Using a dq/abc Model*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 8, N° 2, pp. 229-235, June 1993.

- [24]. AKPINAR, E, TRAHAN R, E; NGUYEN, A.D. *Modeling and Analysis of Closed-Loop Slip Energy Recovery Induction Motor Drive Using a Linearization Technique*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 8, N° 4, pp. 688-697, December 1993.
- [25]. RUPPERT FILHO, E, BRAVO SANCHEZ V.A. *On the Wound-Rotor Induction Machine Control*. IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record, Milwaukee, pp. 3-9, May 1997.
- [26]. RUPPERT FILHO, E, BRAVO SANCHEZ V.A. *Control of Wound-Rotor Induction Machine*. International Conference on Power Electronics and Drives Systems, Vol. 1, pp. 97-102, Singapore, May 1997.
- [27]. SADAQUI, R. *Analyse et commande de la machine asynchrone à double alimentation*. Mémoire. Trois-Rivières, Université du Québec à Trois-Rivières, 105 p. 2017.
- [28]. BROWN, G. Dual. *Cycloconverter Traction Drive for Double Fed Motors*. Thesis for the degree doctor of Philosophy, McMaster University, Hamilton, Ontario, April 1989.
- [29]. BROWN, G, SZABADOS, B, OOLBOOM, G et POULOUJADOFF, M. *High-Power Cycloconverter Drive for Double Fed Induction Motor*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, N° 3, pp. 230-240, June 1992.
- [30]. MASMOUDI, A, TOUMI, A; KAMOUN, M. *Power on Analysis and Efficiency Optimization of a Doubly Fed Synchronous*. Machine Proceedings Electric Machines and Power Systems 21, pp. 473-491,1993.
- [31]. POL POLOUJADOUFF, M. *Graphical Representation of doubly Fed Induction*. Machine Operation Electric Machines and Power Systems 15, p. 93-108, 1988.
- [32]. POL POLOUJADOUFF, M, KAMOUN, B; TOUMI A. *Graphical Representation of Doubly Fed Induction Machine Operation: Consideration of Stability and Saturations Limits*. ETEP 13, No 1, pp. 41-44, January / February 2003.
- [33]. KAW KAWABATA, Y, EJIUGU, E.C; KAWABATA, T. *High-Power Drive Using a Wound Rotor Induction Motor and Two Current Controlled Inverters*. Power Conversion Conference, Nagaoka, Vol. 2, pp. 579-582, August 1997.
- [34]. KAWABATA, Y, EJIUGU, E.C, NISHIYAMA, K; KAWABATA T. *New Drive System Using VF Controlled Inverter and Current Controlled Inverter Suitable*

- for High-Power Drives. Power Electronics Specialists Conference, Fukuoka, Vol. 1, pp. 732-738, May 17- 22, 1998.
- [35]. KAWABATA, T, KAWABATA, Y; NISHIYAMA, K. *New Configuration of High-Power Inverter Drives*. ISIE 96, Vol. 2, pp. 850-855, Warsaw, June 1996.
- [36]. KAWABATA, Y, EJIUGU E, C; KAWABATA, T. *Vector Controlled Double Inverter Fed Wound Rotor Induction Motor Suitable for High Power Drives*. IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 35, No. 5, pp. 1058-1066, Sept. / Oct. 1999.
- [37]. DRID, S, NAIT-SAID, M.S, TADJINE, M. *Double Flux Oriented Control for the Doubly Fed Induction Motor Electric Power Components and Systems*. Taylor & Francis Inc., 33:1081-1095, 2005
- [38]. RAMUZ, D, KAUFFMAN, J.M, MIRZAIAN, A, TNANI, S; GODFROID, H. *Control Strategy of Double Fed Machine for Variable Speed Drives*. ICEM 1998, pp. 1340-1345, Istanbul Turkey, 2-4 September 1998.
- [39]. AZAZA, H, MASMOUDI, A. *Implementation of a Dual Vector Control Strategy in a Doubly-Fed Machine Drive European Transactions on Electrical Power*. 2005; N° 15, pp. 541-555, 2005
- [40]. PODDAR, G, RANGANATHAN, V. *Sensorless Field Oriented Control of Double Fed Inverter Slip Ring Induction Motor Drive*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No 5, pp 1089-1096, February 2004.
- [41]. GHO GHOSN, R. *Contrôle Vectoriel de la Machine Asynchrone à Rotor Bobiné à Double Alimentation*. Thèse de Doctorat – ENSEEIHT – Institut National Polytechnique de Toulouse – Octobre 2001.
- [42]. GHOSN, R, ASMAR, C, PIETRZAK-DAVID, M, DE FORNEL; MRAS, B. A. *Sensorless Speed Control of a Doubly Fed Induction Machine Proc. ICEM, Brugge, 25-28 August 2002*.
- [43]. GHOSN, R, ASMAR, C, PIETRZAK-DAVID, M; DE FORNEL, B. *Torque Control of a Field Oriented Doubly Fed Induction Machine*. ELECTRIMACS 2002 Conference, 18-21 August 2002.
- [44]. GHOSN, R, ASMAR, C, PIETRZAK-DAVID, M; DE FORNEL, B. *On Line Estimation of Stator Resistance of a Doubly Fed Induction Machine by an Adaptive Method*. ICEM 2004 Conference, Cracow, Poland, 5-8 September 2004.
- [45]. GHO4 GHOSN, R, PIETRZAK-DAVID, M, DE FORNEL B. *Parallel Scheme for Estimation of Rotor Position and Stator Resistance in Sensorless Speed Control*

of a Doubly Fed Induction Machine. ICEM 2006 Conference, Cracow, Poland, 5-8 September 2004.

[46]. MOREL, L, GODFROID, M; KAUFFMANN, J.M. *Application and Optimal Design of Double Fed Induction Machines in Generator and Motor Operating.* Cigre, Moscou, Russia, 1995.

[47]. LECOCQ, D, LATAIRE, PH; WYMEERSCH W. *Application of the Double Fed Asynchronous Motor (DFAM) in Variable Speed Drives.* EPE Conference, Brighton, Vol. 5, pp. 419-423, 13-16 September 1993.

[48]. VIDAL, P. E, PIETRZAK-DAVID, M. *Commande Vectorielle Discrète d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation.* Électrotechnique du futur, Gif sur Yvette, France, 9-10 Décembre 2003.

[49]. VIDAL, P. E. *Commande non Linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation.* Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2004.

[50] LECOCQ, D, LATAIRE, PH, WYMEERSCH, W. *Application of the Double Fed Asynchronous Motor (DFAM) in Variable Speed Drives.* EPE Conference, Brighton, Vol. 5, pp. 419-423, 13-16 September. 1993.

[51] LECOCQ, D, LATAIRE, PH. *Study of a Variable Speed, Double Fed Induction Motor Drive System with Both Stator and Rotor Voltages.* Controllable Proc. EPE, pp. 337-339, Firenze, 1991.

[52] LECOCQ, D, LATAIRE, PH. *The Indirect Controlled Double Fed Asynchronous Motor for Variable Speed Drives.* EPE Conference, Vol. 3, pp. 405-410, Sevilla, 19-21 September. 1995.

[53] HANSEN, L. H, HELLE, L, BLAABJERG, F, RITCHIE, E, S, MUNK-NIELSEN, BINDNER, H, SØRENSEN, P and BAK-JENSEN, B. *Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines.* Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark, Tech. Rep. Risø-R-1205(EN), ISBN 87- 550-2743-8, 2001.

[54] PETERSSON,A, LUNDBERG, S. *Energy efficiency comparsion of electrical systems for wind turbines.* In IEEE Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORpie/2002), Stockholm, Sweden, 12-14 Aug. 2002.

[55]. HOLMES, P.G, ELSONBATY, N.A. *Cycloconverter-Excited Divided-Winding Doubly-Fed Machine as a Wind Power Converter.* IEE Proceedings, Electrical Power Applications, Vol. 131, Part B, N° 2, pp. 61-69, March 1984.

- [56]. HOFMANN, W, OKAFOR, F. *Doubly fed full controlled induction wind generator for optimal power utilization*. Proc. PEDS'01, International conference on Power Electronics and Drives Systems (Bali Indonesia), oct. 2001.
- [57]. PETERSSON, A, HARNEFORS, L; THIRINGER T. *Evaluation of Current Control Methods for Wind Turbines Using Doubly-Fed Induction Machines*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No 1, January 2005
- [58]. BOGALECKA, E. *Power Control of a Double Fed Induction Generator without Speed or Position Sensor*. EPE Conference, Vol. 8, pp. 224-228, Brighton, 13-16 September 1993.
- [59]. BOGALECKA, E. *Stability Analysis of a Double Fed Induction Generator with the PLL Controller*. IECON Conference, Vol. 1 of 3, pp. 67-72, Bologna, Italy, 5-9 September 1994.
- [60]. XU, L, CHENG, W. *Torque and Reactive Power Control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Sensorless Scheme*. IEEE transaction On Industry Application, Vol. 31, No 3, pp. 636-642, May/June 1995.
- [61]. TANG, Y, XU L. *A Flexible Active and Reactive Power Control Strategy for a Variable Speed Constant Frequency Generating System*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, N° 4, pp. 472-478, July 1995.
- [62]. PENA, R.S, CLARE, J.C; ASHER G.M. *Doubly Fed Induction Generator Using Back-to-Back PWM Converters and its Applications to Variable-Speed Wind-Energy Generation*. IEE Proceedings, Electrical Power Applications, Vol. 143, N° 3, pp. 231-241, May 1996.
- [63]. PENA, R.S, CLARE, J.C; ASHER G.M. *A Doubly Fed Induction Generator Using Back-to-Back PWM Converters Supplying an Isolated Load from a Variable Speed Wind Turbine*. IEE Proceedings, Electrical Power Applications, Vol. 143, N° 5, pp. 380-387, September 1996
- [64]. EL HAGRY, M.T, ESKANDER M.N. *Estimation of Rotor Voltage Vector on the Double Excited Induction Machine Used in WECS Electric Machines and Power Systems*. pp. 839-850,1997.
- [65]. SOEN, J, DE BRABANDERE, K, DRISSEN, J; BELMANS, R. *Doubly Fed Induction Machine: Operating Regions and Dynamic Simulation*. EPE 2003 Conference, Toulouse, France, September 2003.

- [66]. PERESADA, S, TILLI, A; TONIELLI, A. *Robust Output Feedback Control of a Doubly Fed Induction Machine Proc.* IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE'99, pp. 1256- 1260, Bled, Slovenia, 1999.
- [67]. KELBER, C, SCHUMACHER, W. *Adjustable Speed Constant Frequency Energy Generation with Doubly-Fed Induction Machine Proc.* VSSH European Conference on Variable Speed in Small Hydro, Grenoble, January 2000.
- [68]. DATTA, R, RANGANATHAN, T. *Variable Speed Wind Power Generation Using Doubly Fed Wound Rotor Induction Machine, a Comparison with Alternative Scheme.* IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 17, No 3, pp. 414-421, February 2002.
- [69]. SHULZ, D, HANISTCH, R, KOMPA, T; SAMOUR, A. *Comparative Power Quality Investigations of Variable Speed Wind Energy Converters with Doubly Fed Induction and Synchronous Generator.* PCIM 2002 Conference.
- [70]. POITIERS, F. *Étude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'Utilisation de l'Énergie Éolienne.* Thèse de l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, Nantes, France, 2003.
- [71]. ABDESSEMED, R. *Modélisation et simulation des machines électriques.* Éditions ellipses 2011.
- [72]. DORIA-CEREZO, A. *Modeling, Simulation and Control of a Doubly-Fed Induction Machine Controlled by a Back-to-Back Converter.* PhD Thesis, Universitat Politecnica de Catalunya, 2006.
- [73]. SALLOUM, G. *Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation.* Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [74]. ELBIA, Y. *Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté.* Thèse de magister de l'université de Batna, 2009.
- [75]. BARRET, P. *Régimes transitoires des machines tournantes électriques.* Eyrolles, Paris, 1982.
- [76]. BOSE, B.K. *Power Electronics and AC Drives.* Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986.
- [77]. CHAIBA, A. *Commande par logique floue de la machine asynchrone à double alimentation en tension.* Thèse de magister de l'université de Batna, 2004.

- [78]. AL-ROUH, I. *Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone*. Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.
- [79]. KHELDOUN, A. *Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté*. Thèse de doctorat de l'université de Boumerdès, 2007.
- [80]. KUMAR, V, JOSHI, R.R. *Hybrid Controller based Intelligent Speed Control of Induction Motor*. Journal of Theoretical and Applied Information Technology, pp 71-75, 2005.
- [81]. AKKARI, N. *Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de tension*. Thèse de magister de l'université de Batna, 2005.
- [82]. MERABET, E. *Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile*. Thèse de magister de l'université de Batna, 2008.
- [83]. NEMMOUR, A.L. *Contribution à la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation*. Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [84]. DRID, S, NAIT-SAID, M.S and TADJINE, M. *Vector Control of Doubly Fed Induction Motor Based on the Feedback Linearization Approach*. First International Conference on Electrical Systems PCSE'05 May 9-11 2005, Electrical Engineering Institute, Oum El Bouaghi University, Algeria.
- [85]. AZAIZIA, R. *Étude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur multi niveaux*. Mémoire de Magister en génie électrique, Université de Boumerdès, Algérie, 2008.
- [86]. CHATELAIN, J. *Machines électriques. Traité d'électricité - Volume X*, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1983.
- [87]. BOLDEA, I, NASAR, S.A. *The induction Machine HandBook*. CRP Press LCC, 2002.
- [88]. CARON, J. P, HAUTIER, J. P. *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. Électrotechnique Édition Technip, 1995.
- [89]. BOLKA, I, NASAR, S.A. *Vector Control of AC Drives*, CRC Press, 1992.
- [90]. FITZGERALD, A.E, KINGSLEY, C, JR. *Electric Machinery*. McGraw - Hill, 1961.
- [91]. PHILLIPS, C.L, NAGALE, HT; JR. *Digital Control System Analysis and Design*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ. 1984.

- [92]. GILLE, J.C, DECAULNE, P; PÉLEGRIN, M. *Dynamique de la commande linéaire*. Bordas, Paris, 1985.
- [93]. GILLE, J.C, DECAULNE, P; PÉLEGRIN, M. *Théorie de calcul des asservissements linéaires*. Bordas, Paris, 1987.
- [94]. BENCHABANE, F. *Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering*. Mémoire De Magistère En électrotechnique, Université Mohammed Khider de Biskra, Algérie, 2005.
- [95]. FRANKLIN, G.F, POWELL, J. D; WORKMAN, M.L. *Digital Control of Dynamic Systems*. Addison-Wesley, Reading, Mass., 1990.
- [96]. XU, X, NOVOTNY, D, W. *Selection of the flux reference for induction machine drive in the field weakening region*. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, no. 6, pp. 1353-1358, Nov./Dec. 1992.
- [97]. KERKMAN, R.J, ROWAN, T, M; LEGGATE, D. *Indirect field-orientated control of and induction motor in the field-weakening region*. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, no. 4, pp. 850-857, Jul./Aug. 1992.
- [98]. TAJIMA, H, HORI, H. *Speed sensorless field-orientation control of the induction machine*. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 29, no. 1, pp. 175-180, Jan./Feb. 1993.
- [99]. JANSEN, P.L, LORENZ, R.D. *A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives*. IEEE Trans. Ind. Applicat, vol. 30, no. 1, pp. 101-110, Jan./Feb. 1994.
- [100]. HUANG, H, TADOKORO, Y; MATSUSE, K. *Deadbeat flux level control of direct-field-oriented high-horsepower induction servo motor using adaptive rotor flux observer*. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, no. 4, pp. 954-962, Jul/Aug. 1994.
- [101]. GROSTOLLEN, H, WIESING, J. *Torque capability and control of a saturated induction motor over a wide range of flux weakening*. IEEE Trans. Ind Electron., vol. 42, no. 4, pp 374-38, Aug. 1995.
- [102]. BODSON, M, CHIASSON, J.N; R. T. NOVOTNAK. *A systematic approach to selecting flux references for torque maximization in induction motors*. IEEE Trans. on Control Systems Technology, vol. 3, no. 4, pp. 338-397, December 1995.
- [103]. HABETIER, T.G, PROFHO, F, M, PASTOREI; TOBERT, L.M. *Direct torque control of induction machines using space vector modulation*. IEEE Trans. Ind. Applicar., vol. 28, no. 5, pp. 850-857, Sept./Otc. 1992.

- [104]. LIN, F.J, LIAW, C.M, SHIEH, Y.S, GUEY, R.J, HWANG, M.S. *Robust two-degree-of-freedom control for induction motor servodrives*. IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 142. no.2, pp. 79-86, March 1995.
- [105]. KUBOTA, H, MATSUSE, K, NAKANO, T. *DSP-based speed adaptive flux observer of induction motors*," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 29, no. 2, pp. 344-348, Mar./Apr. 1994.
- [106]. DU, T, VAS, P; STRONACH, F. *Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high-performance AC drives*. IEE Proc. Electr. Power, Appl., vol. 142, no. 2, pp. 71-78, March 1995.
- [107]. KOSKO, B. *Neural Network and Fuzzy Systems: A Dynamical System Approach to Machine Intelligence*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N J., 1991.
- [108]. ZADEH, A. *Fuzzy set*. Information and Control, vol. 8, pp. 338-354, 1965.
- [109]. MINH, Ta Cao. *Commande numérique des machines asynchrones par logique floue*. Thèse de Philosophie Docteur (Ph.D.) Département de génie électrique et de génie informatique, Faculté des sciences et de Université LAVAL Québec, décembre 1997.
- [110] BELGACEM, Kh. *Optimisation des performances des systèmes énergétiques dans la production d'énergie éolienne à vitesse variable*. Thèse de Doctorat en électrotechnique, université Djilali Liabès, Sidi Bel Abbès, 11/02/2014.
- [111]. CHAIBA, A. *Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle*. Thèse de Doctorat en électrotechnique, Université de Batna, 11/07/2010.
- [112]. TOUATI, M.K. *Étude d'une génératrice éolienne connectée au réseau électrique*. Mémoire de magistère en électrotechnique, Université de Batna, 15/01/2015.
- [113]. BEKAKRA, Y. *Étude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées*. Mémoire de Magister en électrotechnique, Centre Universitaire d'El-oued, 14 / 06 / 2010.
- [114]. MASAI, A. H, KAIS, N. *Commande de la machine asynchrone à double alimentation – apport des techniques de l'intelligence artificielle*. Mémoire de Master en électrotechnique, université Djilali Liabès, Sidi Bel Abbès, Juin 2017.
- [115]. SIMON, F. *Deep Learning, les fonctions d'activation*. Publié le 04/10/2018, disponible sur Internet : <https://www.supinfo.com/articles/single/7923-deep-learning-fonctions-activation>

- [116]. Neurone formel. Disponible sur Internet : https://fr.wikipedia.org/wiki/Neurone_formel
- [117]. ZIDANI, M.Y, YOUB, Y, BELKACEM, S; NACERI, F. *Design of robust control using fuzzy logic controller for doubly-fed induction motor drives*. U.P.B. Sci. Bull., Series C, Vol. 81, Iss. 1, 2019 p.159-170.
- [118]. RIDER, W. *Analyse harmonique dans un réseau électrique avec une production d'énergie éolienne*. Thèse de Magister en Électrotechnique, université Sétif 1, Algérie ,2013
- [119]. MAMDANI, E.H. *Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant*. IEE conf. Control & Science, vol. 221, no. 12, Dec. 1974, pp. 1585-1588.
- [120]. ELBIA, Y. *Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté*. Mémoire de Magister en électrotechnique, Université Batna2, 15 / 06 /2009
- [121]. ADJOUDJ, M. *Commande d'une machine asynchrone à double alimentation*. Thèse de Doctorat en électrotechnique, université Djilali Liabès, Sidi Bel Abbès.
- [122]. BOUDJEMA, Z. *Étude et commande d'un système de production d'électricité renouvelable locale (énergie éolienne et photovoltaïque)*. Thèse de Doctorat en électrotechnique, université Djilali Liabès, Sidi Bel Abbès, 10/02/2015.
- [123]. CHEVRIE, F, GUÉLY, F. *La logique floue*. Cahier technique n° 191 édition mars 1998, groupe Schneider.
- [124]. BOURAHLA, F. *La logique floue*. Spécialité : Productique, 1999/2000, Institut de Génie Mécanique, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumédiène.
- [125]. PARIZEAU, M. *Réseaux de neurone*. GIF-21140 et GIF-64326, Automne 2004, université Laval.
- [126]. GHERS, F. *application des techniques de commandes intelligentes pour le contrôle d'une machine asynchrone*. Mémoire de Magister, 2006, université Badji Mokhtar-ANNABA
- [127]. *Introduction aux réseaux de neurones. Considérations actuarielles*. 5255 Av. Decelles, Montréal (Québec) H3T 2B1. Disponible sur Internet : <https://docplayer.fr/39355742-5255-av-decelles-suite-2030-montreal-quebec-h3t-2b1-t-f.html>

- [128]. FRÄMLIN, K. *Les réseaux de neurones comme outils d'aide à la décision floue*. Rapport de D.E.A, École Nationale Supérieure des Mines de Saint-Etienne.
- [129]. NERRAND, O, ROUSSEL-RAGOT, P, PERSONNAZ, L; DREYFUS, G. *Neural Networks and Nonlinear Adaptive Filtering: Unifying Concepts and New Algorithms*. Neural Computation, 5 (2) (1993) 165-199.
- [130]. RUMHLHART, D.E, CLELLAND, MC JAMES, L, et al. *Parallel Distributed Processing*. Vol 1 . Massa Chussette : Mit Press 1988, 547 p.
- [131]. HECHT-NIELSEN, R. *Neurocomputing*. Addison- wesley publishing company, 1990. 433 p.
- [132] FOGELNON-SOULIE, F. *Méthode connexionnistes pour l'apprentissage*. Actes des journées nationales sur l'intelligence artificielle. Paris : Teknea, 1988. pp. 275- 293.
- [133]. BAGHLI, L. *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, France, 1999.
- [134]. ELBULUK, M.E, TONG, L; Husain, I. *Neural Network Based Model Reference Adaptive Systems for High Performance Motor Drives and Motion Controls*. IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 38, no. 3, may/june 2002.
- [135]. MESSAOUDI, A. *Modélisation et commande d'un actionneur synchrone*. Thèse de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [136]. BEN ABDELGHANI, A. *Application des techniques intelligentes pour le contrôle en vitesse des machines asynchrone*. DEA A.T.S, ENIT, 09/99.
- [137]. JAIN, A.K., JIANCHANG, Mao; MOHIUDDIN, K.M. *Artificial neural networks: A Tutorial*. IEEE Magazine: Computer, vol. 29, no. 3, 1996, pp. 31-44.
- [138]. Michael, T, Wishart, R. ; HARLEY, G. *Identification and Control of Induction Machines Using: Artificial Neural Networks*. IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. 31, no. 3, May/Jun. 1995, pp. 612- 619.
- [139]. BIMAL, K. Bose. *Power Electronics and Motor Drives, Advances and Trends*. Elsevier Inc, Academic Press, 2006, ISBN 13: 978-0-12-088405-6.
- [140]. BECHOUCHE, Ali. *Utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande d'une machine asynchrone : application à une éolienne*. Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, Algérie, 2013.

- [141]. Matlab Toolbox. Neural Network Toolbox User's Guide mathworks. Disponible sur Internet : https://www.mathworks.com/help/pdf_doc/nnet/nnet Ug.pdf.
- [142]. F. NACERI and S. BELKACEM, ' *Speed Sensorless DTC for Induction Motor Based on an Improved Adaptive Flux Observer*', The Ninth International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control & Computer engineering, December 20 -23, 2008, Sousse, Tunisia.
- [143]. L.YOUB, S. BELKACEM, F. NACERI, M. CERNAT, L.G. PESQUER *Design of an Adaptive Fuzzy Control System for Dual Star Induction Motor Drives* Advances in Electrical and Computer Engineering Volume 18, Number 3, 2018 pp37-44 University of Batna 2, Batna, Algeria
- [144]. A. RAMDANE, A. BETTA, F. NACERI, S. BELKACEM, *A Robust Hybrid Control for Voltage-Fed Induction Motor Drives based on The Artificial Intelligence Techniques*. International Journal of Hybrid Information Technology Vol.8, No.1 (2015), pp.85-96. Department of Electrical Engineering, Faculty of Technology, Batna University, Algeria.
- [145]. I. BENDAAS, F. NACERI, S. BELKACEM, *Improving Asynchronous Motor Speed and Flux Loop Control by Using Hybrid Fuzzy-SMC Controllers*. International Journal of Automation and Computing. 11(4), August 2014, 361-367. Department of Electrical Engineering, Batna University, Batna 05000, Algeria.
- [146] T. LAAMAYAD, F. NACERI, *Application to Fuzzy Sliding Mode Controller to AC Machines*, Tenth International Conference AL-AZHAR Engineering December 24 – 26 , 2008, Cairo, Egypt.
- [147] T. LAAMAYAD, F. NACERI, *Fuzzy Sliding Mode Speed Controller Design of Induction Motor Drives*, The International Conference on Electrical Engineering and Its Application, ICEEA'08, Sidi Bel abbes, Algeria, May 20 – 21 May 2008.

ANNEXES

Annexes

Annexe A

A.1 Paramètres de simulation pour la MADA

Les paramètres de la machine utilisés pour la simulation sont donnés dans tableau A.1.

P	1.5 KW
V_{sn}	220 V
V_{rn}	110 V
I_{sn}	4.3 A
I_{rn}	4.5 A
N_p	2
R_s	1.75Ω
R_r	1.68Ω
L_s	0.295 H
L_r	0.104 H
M_{sr}	0.165 H
J	0.01 Kgm^2
f_t	0.0027 Nms/rad
Ω_n	1450 t/min

Tableau A.1 : Valeurs des paramètres de la MADA

Annexe B

B.1 Déroulement de l'algorithme

L'algorithme PSO se déroule suivant les étapes suivantes [142] :

Étape 1 : initialiser une population de particules et de vitesses, uniformément réparties dans l'espace de recherche, et fixer le critère d'arrêt.

Étape 2 : évaluer la fonction objective, pour chaque particule.

Étape 3 : mettre à jour la meilleure position P_{best} pour chaque particule et la meilleure position globale g_{best} dans la population.

Étape 4 : mettre à jour la position et la vitesse.

Étape 5 : si une particule, déplacée par l'algorithme vers la limite ou à l'extérieur de l'espace de recherche, le mécanisme de confinement des particules intervient et ramène la particule à l'intérieur de l'espace de recherche.

Étape 6 : vérifier le critère d'arrêt. Si le critère d'arrêt n'est pas satisfait, aller vers l'étape 2 ; sinon, le programme se termine, et la solution optimale est produite.

La figure B.1 montre l'organigramme qui résume ces étapes :

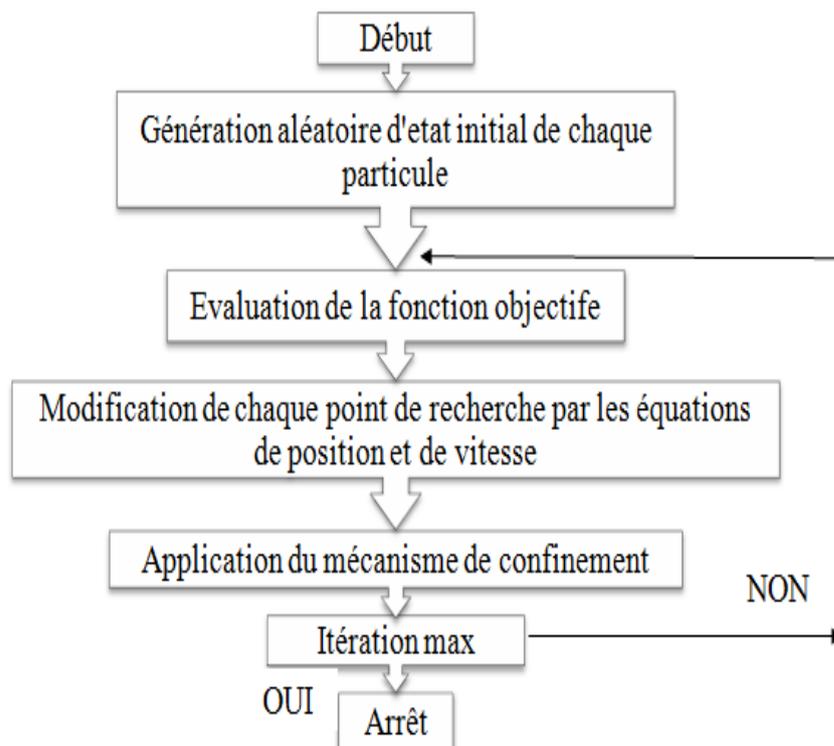


Figure B.1 : Organigramme général de la méthode PSO

B.2 Paramètres du régulateur PI et RLF par PSO

Dans notre travail, nous avons utilisé les essais particulières pour l'optimisation des paramètres des régulateurs (PI et LF) pour la commande de la vitesse. Le rôle de ce dernier est de fournir les paramètres optimaux des régulateurs pour améliorer les performances de la boucle de régulation. La figure (B.2) illustre le schéma de cette approche d'optimisation.

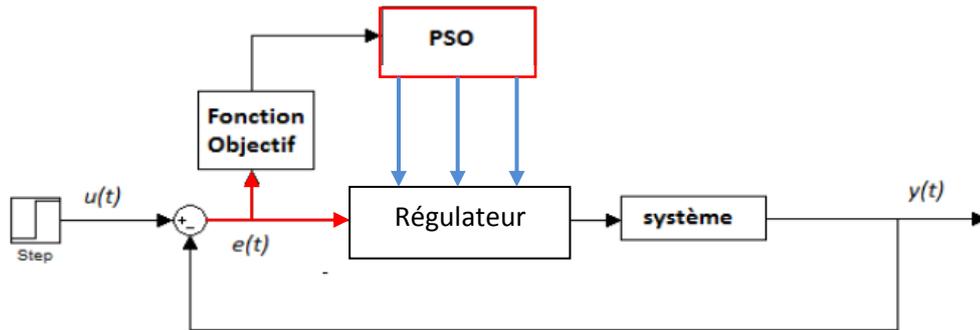


Figure B.2 : Approche d'optimisation des gains pour les contrôleurs PI et CLF par l'algorithme PSO.