

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

FILIERE : GENIE ELECTRIQUE

Option : Commande Electrique

N° : CE_01



**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par: ZEGHLACHE Ayyoub

BERRA Chemseddine

Intitulé

**Commande des puissances par logique flou
application à la MADA**

Proposé et dirigé par :

- Mr. MEKKI Hemza
- Mr. DJERIOUI Ali

Année universitaire : 2019 / 2020



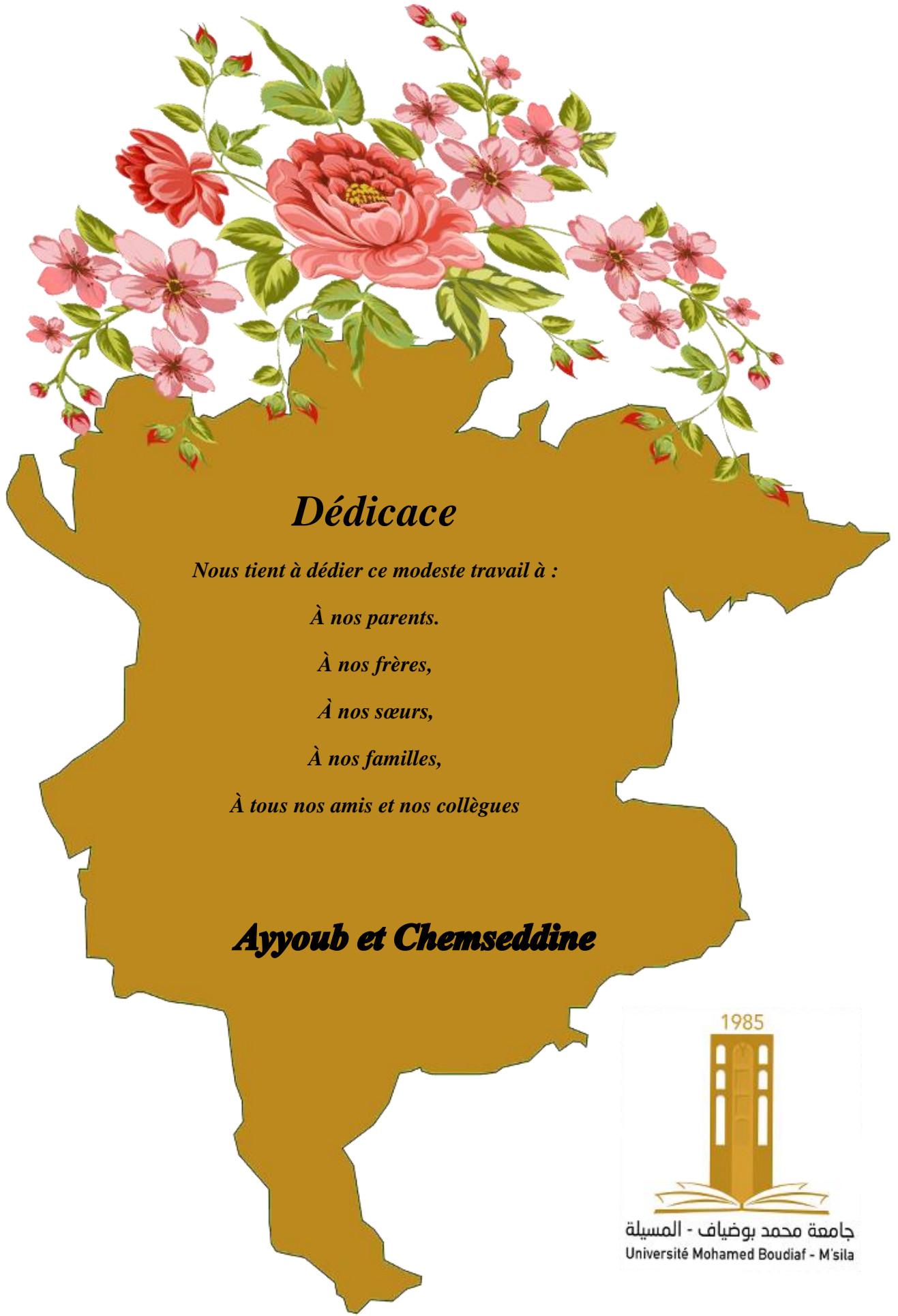
REMERCIEMENT

*Nous remercions Allah de nous avoir donné la force
pour accomplir ce travail.*

*Nous remercions nos encadreurs
Mr: H.Mekki et A.Djerioui pour leurs aide,
leurs encouragement et sa patience.*

*Et nous n'oublions pas
tous les enseignants
de département génie électrique.*





Dédicace

Nous tient à dédier ce modeste travail à :

À nos parents.

À nos frères,

À nos sœurs,

À nos familles,

À tous nos amis et nos collègues

Ayyoub et Chemseddine



SOMMAIRE

REMERCIEMENT

DEDICACE

SOMMAIRE	I
LISTE DE FIGURE	IV
NOMENCLATURE	VI
INTRODUCTION GENERALE	1

CHAPITRE I

Généralité sur la machine asynchrone à double alimentation

I.1. Introduction.....	4
I.2. Description de la machine asynchrone à double alimentation.....	4
I.3. Classification des machines à double alimentation (MADA).....	5
I.3.1. MADA simple (Single Doubly Fed induction Machine).....	6
I.3.2. MADA en cascade (Cascade Doubly Fed induction Machine).....	7
I.3.3. MADA sans balais (Brushless Doubly Fed induction Machine).....	7
I.4. Modes de fonctionnement de la MADA.....	8
I.4.1. Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.....	8
I.4.2. Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.....	9
I.4.3. Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone.....	10
I.4.4. Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone.....	10
I.5. Domaine d'applications de la machine asynchrone à double alimentation.....	11
I.6. Avantages et inconvénients de la MADA.....	11
I.6.1. Avantages de la machine asynchrone à double alimentation.....	11
I.6.2. Inconvénients de la Machine asynchrone à double alimentation.....	12
I.7. Conclusion.....	12

CHAPITRE II

Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

II.1. Introduction.....	14
II.2. Modélisation de la MADA.....	14
II.3. Équations électriques de la MADA:.....	15

SOMMAIRE

II.4.	Application de la transformation de Park à la MADA	17
II.4.1.	Mise en équation de la MADA dans le repère de Park	18
II.4.2.	Équations des tensions	19
II.4.3.	Équations des flux	20
II.4.4.	L'équation mécanique	21
II.4.5.	Les puissances statoriques et rotoriques	22
II.5.	Schéma de simulation de la MADA	22
II.6.	Modélisation d'un onduleur triphasé à deux niveaux	23
II.7.	La commande MLI	24
II.8.	Résultats de simulation	24
II.9.	Conclusion	26

CHAPITRE III

Commande vectorielle de la MADA

III.1.	Introduction	28
III.2.	Principe de la commande vectorielle	28
III.3.	Modèle de la MADA à flux statorique orienté suivant l'axe d	28
III.3.1.	Les équations le couple électromagnétique et les puissances statoriques	30
III.4.	Commande indirecte des puissances active et réactive de la MADA	31
III.4.1.	Commande en boucle ouverte	32
III.4.2.	Commande en boucle fermée	33
III.5.	Résultats de simulation	33
III.6.	Conclusion	36

CHAPITRE IV

Commande par logique floue type-1 de la MADA

IV.1.	Introduction	38
IV.2.	Principe de la logique floue	38
IV.3.	Domaines d'application	38
IV.4.	Variables linguistiques	39
IV.5.	Fonctions d'appartenance	39
IV.6.	Structure de base d'un contrôleur flou	40
IV.6.1.	Fuzzification	41
IV.6.2.	Règles d'inférence floue	42

SOMMAIRE

IV.6.3. Defuzzification.....	43
IV.7. Résultats de simulations.....	44
IV.8. Conclusion	47

CHAPITRE V

Commande par logique floue type-2 de la MADA

V.1. Introduction.....	49
V.2. Types d'ensembles flous type-2.....	49
V.2.1. Ensemble type-2 gaussien.....	49
V.2.2. Ensemble type-2 triangulaire	49
V.2.3. Ensemble type-2 intervalle	50
V.3. Systèmes et contrôleurs flous type-2	50
V.4. Traitement de la sortie d'un système flou type-2.....	51
V.5. Réduction de type	51
V.6. Application de la logique floue type-2.....	52
V.7. Résultats de simulations.....	54
V.8. Conclusion	57
CONCLUSION GENERALE	59

Références Bibliographies

ANNEXE

Chapitre I

Figure I.1 : Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation	4
Figure I.2 : Structure de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)	5
Figure I.3 : Principe du rotor bobiné.	5
Figure I.4 : Classification des machines à double alimentation.	6
Figure I.5 : Schéma de principe de la régulation de la MADA simple.	6
Figure I.6 : Schéma de principe de la régulation de la MADA en cascade asynchrone.....	7
Figure I.7 : Schéma de principe de la régulation de la MADA sans collecteur	8
Figure I.8 : Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone	9
Figure I.9 : Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.	9
Figure I.10 : Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone	10
Figure I.11 : Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone.	10

Chapitre II

Figure II. 1 : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.....	15
Figure II. 2 : Disposition des enroulements de la MADA selon les axes réels et fictifs.....	17
Figure II. 3 : Schéma de simulation de la MADA.....	23
Figure II. 4 : Schéma simplifié de l'onduleur triphasé.....	23
Figure II. 5 : Modèle de la commande MLI à porteuse triangulaire.	24
Figure II. 6 : Les courants statoriques triphasés avec un zoom.	25
Figure II. 7 : Les courants rotoriques triphasés avec un zoom.	25
Figure II. 8 : Les composantes de courant rotorique.	25
Figure II. 9 : Les composantes de courant statotorique.....	26
Figure II. 10 : La puissance active et reactive statorique.	26

Chapitre III

Figure III. 1 : Principe de la commande vectorielle.....	28
Figure III. 2 : Synoptique du modèle simplifié de la MADA.	31
Figure III. 3 : Commande vectorielle indirecte en boucle ouverte.	31
Figure III. 4 : Commande vectorielle indirecte en boucle fermée.	31
Figure III. 5 : La puissance active statatorique.	31
Figure III. 6 : La puissance réactive statatorique.	34
Figure III. 7 : Couple électromagnétique	34

LISTE DE FIGURE

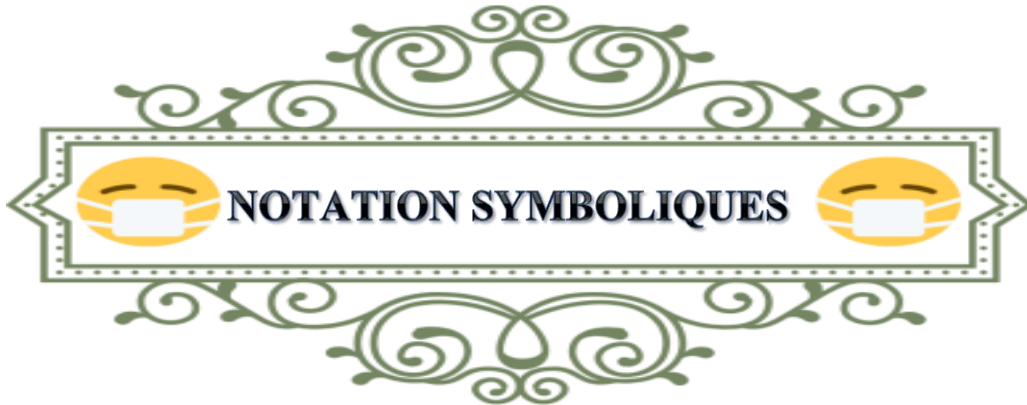
Figure III. 8 : Courant rotorique à l'axe direct d	35
Figure III. 9 : Courant rotorique à l'axe quadrature q	35

Chapitre IV

Figure IV. 1 : Différentes formes des fonctions d' appartenance	39
Figure IV. 2 : Structure de base d'une commande à logique floue.	40
Figure IV. 3 : Schéma bloc de la commande de la MADA.....	40
Figure IV. 4 : Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées.....	41
Figure IV. 5 : Fonctions d'appartenance pour la sortie.....	42
Figure IV. 6 : Schéma fonctionnel de la commande indirect en boucle ouverte.....	44
Figure IV. 7 : La puissance active statatorique.	44
Figure IV. 8 : La puissance réactive statatorique.	45
Figure IV. 9 : Couple électromagnétique	45
Figure IV. 10 : Courant rotorique à l'axe direct d	46
Figure IV. 11 : Courant rotorique à l'axe quadrature q	46

Chapitre V

Figure V. 1 : Ensemble floue type-2.....	50
Figure V. 2 : Structure générale d'un contrôleur flou type -2	51
Figure V. 3 : Structure d'un contrôleur à logique floue type-2.....	52
Figure V. 4 : Fenêtre principale de l'éditeur de logique floue Type-2.....	53
Figure V. 5 : Fonctions d'appartenance floues type-2.....	53
Figure V. 6 : Ensemble des décisions d'un système flou type-2.	54
Figure V. 7 : La puissance active statatorique.	55
Figure V. 8 : La puissance réactive statatorique.....	55
Figure V. 9 : Couple électromagnétique	56
Figure V. 10 : Courant rotorique à l'axe direct d	56
Figure V. 11 : Courant rotorique à l'axe quadrature q	57



C_e	Couple électromagnétique de la machine.
C_r	Couple résistant.
f	Coefficient de frottement visqueux.
i_s, i_r	Courant statorique et rotorique.
$i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}$	Courants statoriques et rotoriques dans le repère (d, q) .
i_{qr}^{ref}	Courant rotorique quadratique de référence.
i_{dr}^{ref}	Courant rotorique direct de référence.
J	L'inertie des parties tournantes.
L_s	Matrice d'inductances statorique.
L_r	Matrice d'inductances rotorique.
M_{sr}	Matrice des inductances mutuelles.
P	Nombre de paires de pôles de la MADA.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
R_r	Résistance d'une phase rotorique.
u_s	Tension appliquée au stator.
u_r	Tension appliquée au rotor.
u_{dr}, u_{qr}	Tensions rotoriques directs et en quadrature du système diphasé.
u_{ds}, u_{qs}	Tensions statoriques directs et en quadrature du système diphasé.
ω_s, ω_r	Pulsations statorique, rotorique.
θ_s	L'angle électrique entre l'axe A_s et l'axe d .
θ_r	L'angle électrique entre l'axe a_r et l'axe d .
θ	La position angulaire du rotor par rapport au stator.

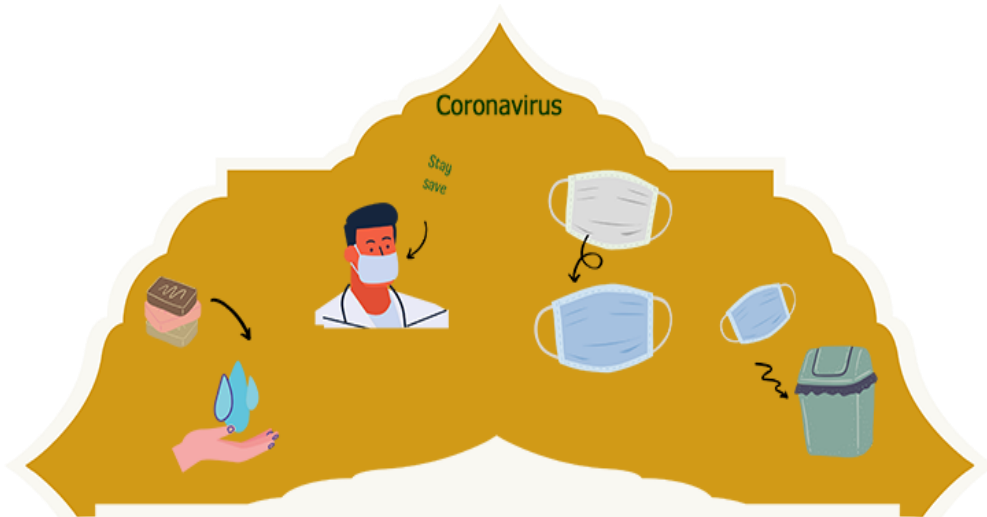
NOMENCLATURE

Ω	Vitesse de rotation de l'axe de la MADA.
φ_s, φ_r	Flux statorique et rotorique.
$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$	Composantes du flux rotorique dans le repère (d,q) .
$\varphi_{ds}, \varphi_{qs}$	Composantes du flux statorique dans le repère (d,q) .
P_s, Q_s	Puissances active et réactive statorique.
P_r, Q_r	Puissances active et réactive rotoriques.



MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation.
DFIM	Double fed Induction Machine.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions.
PI	Régulateur Proportionnel Intégrale.

Coronavirus



INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) est très populaire puisqu'elle bénéficie de certains avantages par rapport à tous les autres types à vitesse variable, son utilisation dans la chaîne de conversion électromécanique en tant que aérogénérateur ou moteur a connu une croissance spectaculaire au cours des dernières années. En effet, le convertisseur d'énergie utilisé afin de redresser-onduler les courants alternatifs du rotor a une puissance nominale fractionnaire de celle du générateur, ce qui réduit son cout par rapport aux topologies concurrentes [22].

La commande vectorielle, connue aussi sous le nom de commande par orientation de flux, Cette technique découple le courant du rotor en composants actif et réactif, est obtenu indirectement en contrôlant les courants d'entrée, la MADA se comporte alors comme une machine à courant continu qui nous permet d'obtenir de hautes performances.

La commande vectorielle indirecte basée sur des régulateurs classiques de type PI (Proportionnel-Intégral) est traditionnellement utilisée pour le contrôle de la puissance active et réactive de la MADA [17].

Par conséquent, les régulateurs PI classiques, en raison de leurs structures simples, sont encore les correcteurs les plus couramment utilisés dans le contrôle des systèmes industriels; récemment dans le contrôle des éoliennes équipées de MADA.

Cependant, l'ajustement des correcteurs PI est fastidieux et il peut être difficile de régler les gains de ce dernier correctement en raison de la non-linéarité et de la grande complexité du système. Un autre inconvénient principal de ce régulateur est que ses performances dépendent fortement des paramètres de la MADA [17].

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.

Parmi ces techniques, on trouve la logique floue qui s'appliquent de plus en plus dans le contrôle de la machine à induction et l'adaptation de sa commande vectorielle. Le but de l'Intelligence Artificielle est de concevoir des systèmes capables de reproduire le comportement de l'humain dans ses activités de raisonnement.

La logique floue classique appelée aujourd'hui logique floue type-1 a été généralisée vers une nouvelle logique floue appelée logique floue type-2. Ces dernières années, Mendel et ses collègues ont beaucoup travaillé sur cette nouvelle logique, ils ont bâtis son fondement théorique, et ils ont démontré son efficacité et sa supériorité par rapport à la logique floue type-1 [21].

Ce présent travail fera l'objet d'une étude de la commande des puissances par régulateur PI et logique flou application à la machine asynchrone à double alimentation (MADA),

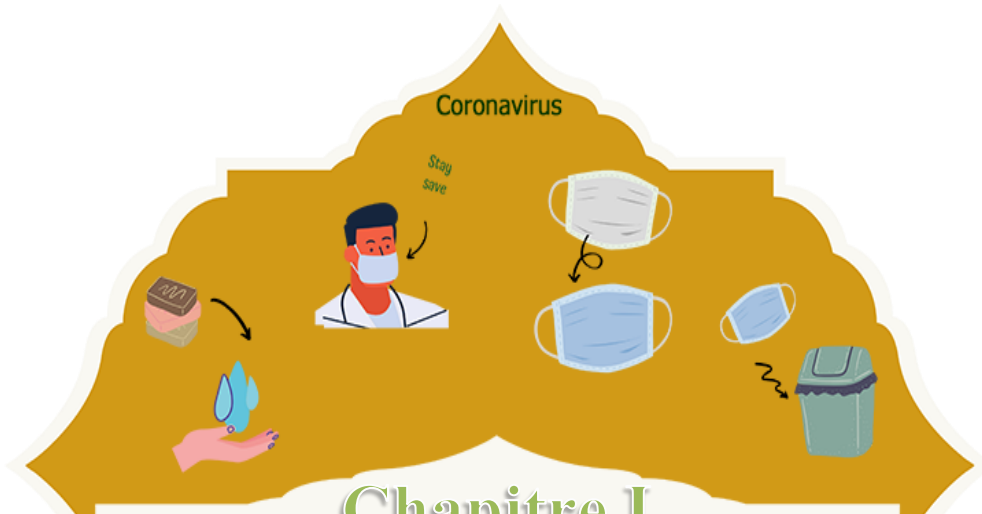
Dans le premier chapitre, on présentera un bref aperçu une généralité de la machine asynchrone à double alimentation

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation des machines asynchrones à double alimentation, leurs applications et de son alimentation.

Le troisième chapitre sera dédié la commande vectorielle indirecte basée sur des régulateurs classiques de type PI (Proportionnel-Intégral) est traditionnellement utilisée pour le contrôle de la puissance active et réactive de la MADA, Cette technique découple le courant du rotor en composants actif et réactif, est obtenu indirectement en contrôlant les courants d'entrée.

Le quatrième et cinquième chapitre présente la théorie de la commande par logique floue type-1 et type-2, et son application sur la MADA où des résultats de simulations seront présentés.

Finalement une conclusion générale résumera les résultats obtenus dans ce présent mémoire.



Chapitre I

Généralité sur la machine asynchrone à double alimentation

I.1. Introduction

La machine à double alimentation (MADA) est, comme son nom l'indique, une machine triphasée à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers ces enroulements [1].

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement qui est grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de configuration du mode de fonctionnement, quelques domaines d'application, ses avantages et ses inconvénients.

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

La première apparition de cette machine date de l'année 1899 ; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [3].

Appelée DFIG (Doubly Fed Induction Generator) lorsqu'elle est utilisée en génératrice dans la production d'énergie éolienne, ou DFIM (Doubly Fed Induction Motor) pour des applications d'entraînement à vitesse variable, elle peut être qualifiée en français de Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Le schéma de la figure (I.1) représente le symbole d'une MADA [2].

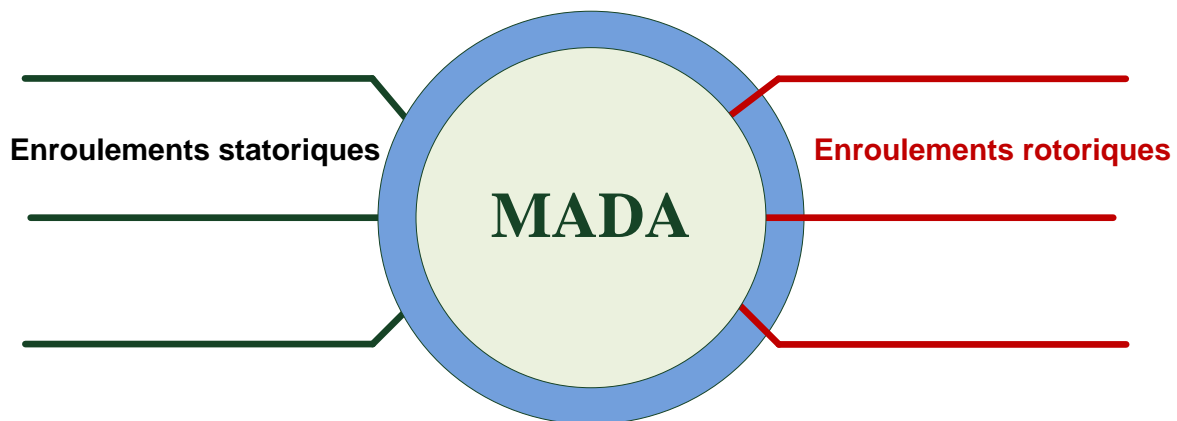


Figure I. 1 : Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation.

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.

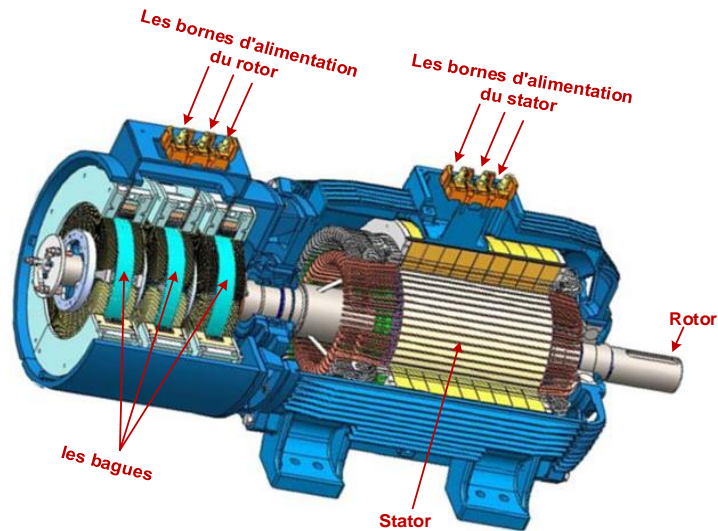


Figure I.2 : Structure de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA).

On peut voir sur la figure I.3 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.

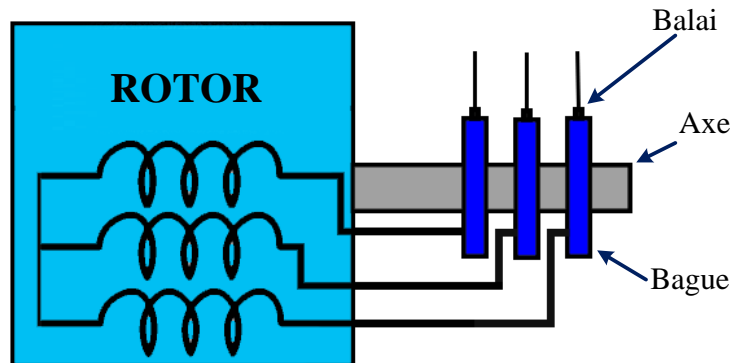


Figure I.3 : Principe du rotor bobiné.

I.3. Classification des machines à double alimentation (MADA)

La classification de la machine asynchrone à rotor bobiné est obtenue à partir d'une recherche bibliographique qui a été développée dans la littérature du domaine des machines à double alimentation [1]

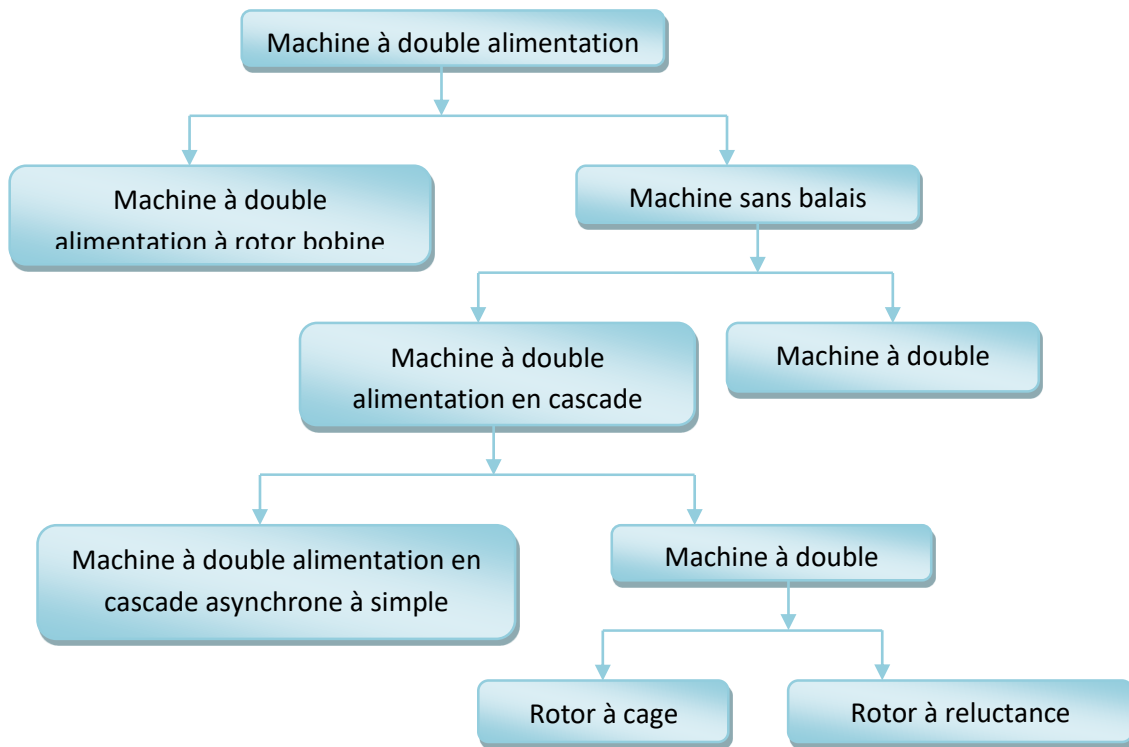


Figure I.4 : Classification des machines à double alimentation.

I.3.1. MADA simple (Single Doubly Fed induction Machine)

La machine à double alimentation à rotor bobiné ou simple, est une machine asynchrone ayant un système balais-bagues qui alimente à son tour l'enroulement du rotor. la figure (I.5) illustre le schéma de principe de ce type de machines.

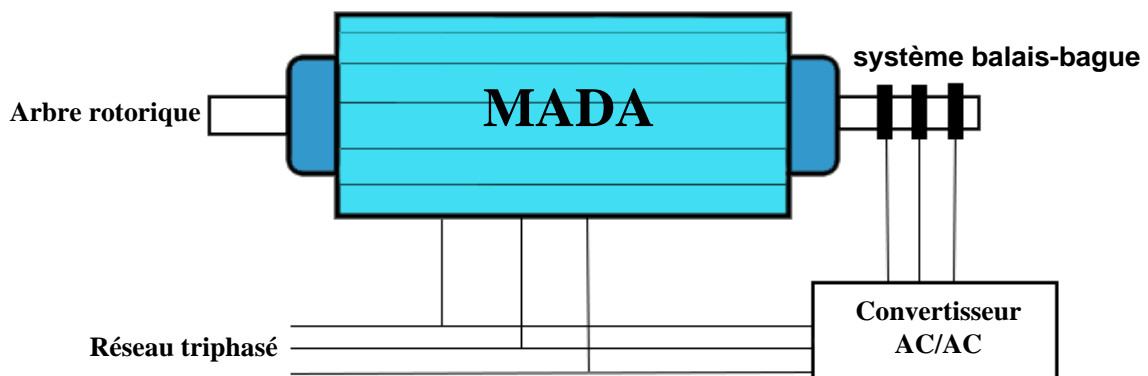


Figure I.5 : Schéma de principe de la régulation de la machine asynchrone à double alimentation simple [1].

Le stator est alimenté directement par le réseau, alors que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur AC-AC de sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. Il faut noter que le convertisseur bidirectionnel indiqué dans la figure peut être un convertisseur indirect (AC/DC/AC) composé d'un redresseur et d'un onduleur ou bien d'un convertisseur direct (AC/AC) cyclo-convertisseur ou convertisseur matriciel.

I.3.2. MADA en cascade (Cascade Doubly Fed induction Machine)

La machine à double alimentation en cascade asynchrone est constituée de deux machines asynchrones avec des rotors bobinés connectés mécaniquement et électriquement, comme le montre la figure (I.6). Le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur AC/AC. Dans ce cas et dès que les tensions rotoriques dans les deux machines deviennent égales, il est possible de piloter l'ensemble du système à travers le stator alimenté par le convertisseur.

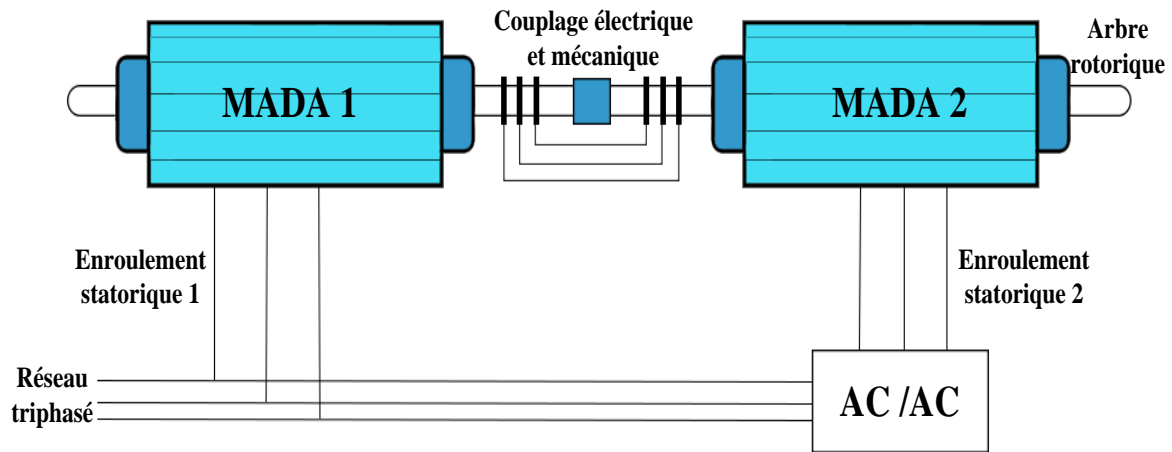


Figure I.6 : Schéma de principe de la régulation de la machine asynchrone à double alimentation en cascade asynchrone [1].

Ce type de machines offre aussi la possibilité d'avoir une commande découplée des puissances active et réactive similaire à celle de la machine à double alimentation standard.

I.3.3. MADA sans balais (Brushless Doubly Fed induction Machine)

Cette machine est une machine asynchrone avec deux enroulements ayant des nombres de pôles différents logés dans un seul stator. L'un des enroulements est alimenté directement par le réseau, alors que l'autre est alimenté au moyen d'un convertisseur AC/AC, figure (I.7).

D'autre part, le rotor de ce type de machines possède un nombre de paires de pôle égal à la somme des deux nombres de paires de pôles des deux enroulements logés dans le stator.

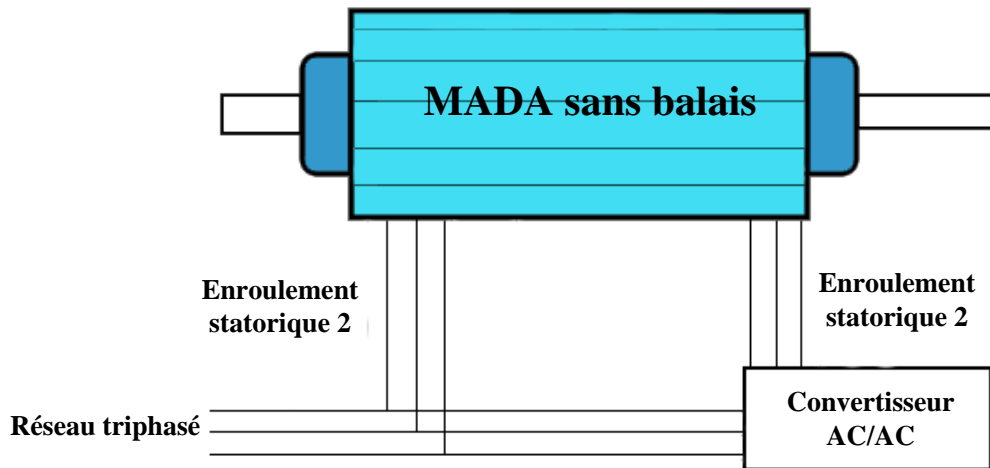


Figure I.7 : Schéma de principe de la régulation de la machine asynchrone à double alimentation sans collecteur [1].

Parmi les types les plus connus de machines à double alimentation sans balais, on trouve la machine à double alimentation sans balais et un rotor basé sur le principe de la réductance. Cette machine est caractérisée par un flux d'entrefer pulsant.

I.4. Modes de fonctionnement de la MADA

Seul le mode de fonctionnement avec le stator directement connecté au réseau et le rotor alimenté par un onduleur nous concerne dans cette étude.

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 de 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.

I.4.1. Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone

La figure I.8 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

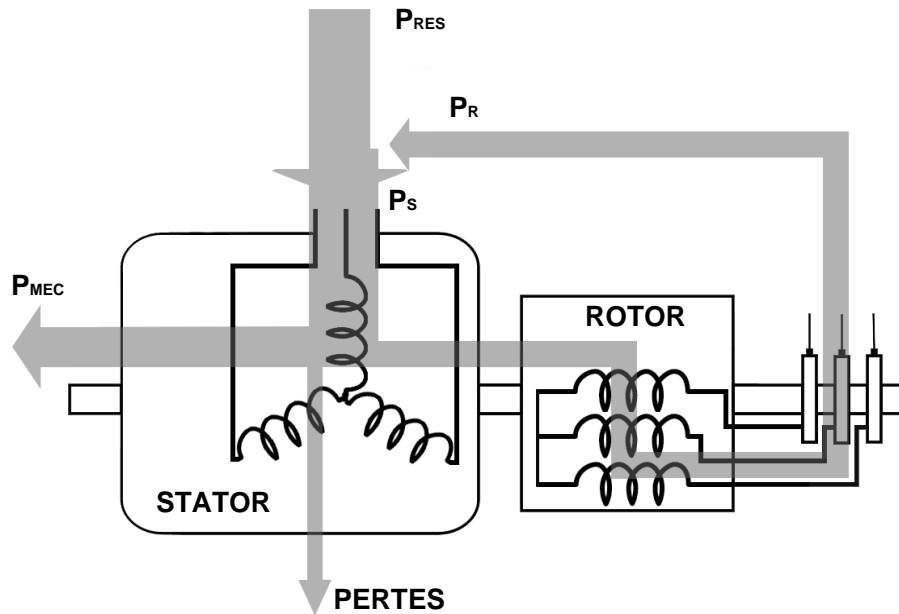


Figure I.8 : Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone [23].

I.4.2. Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone

La figure I.9 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.

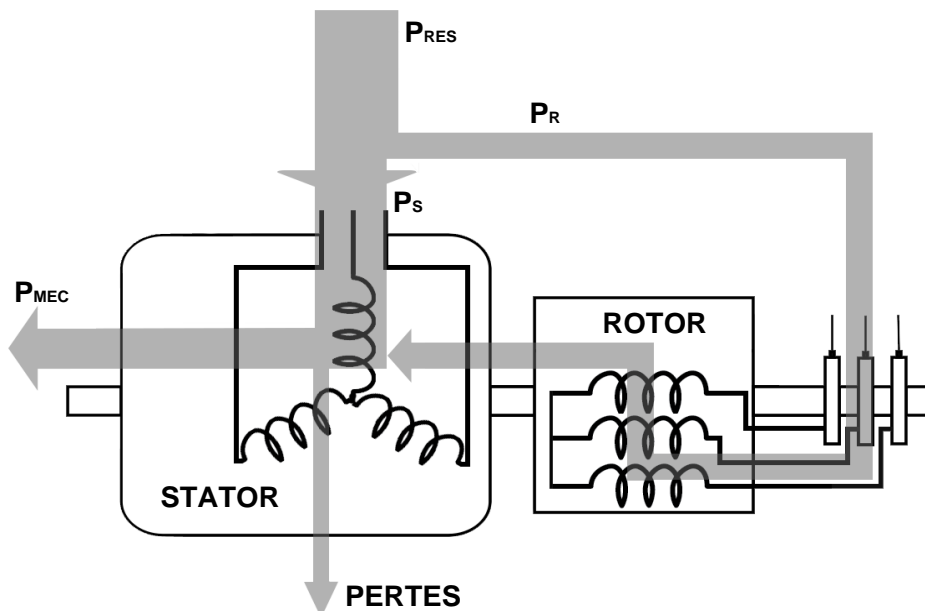


Figure I.9 : Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone [23].

I.4.3. Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone

La figure I.10 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 de fonctionnement.

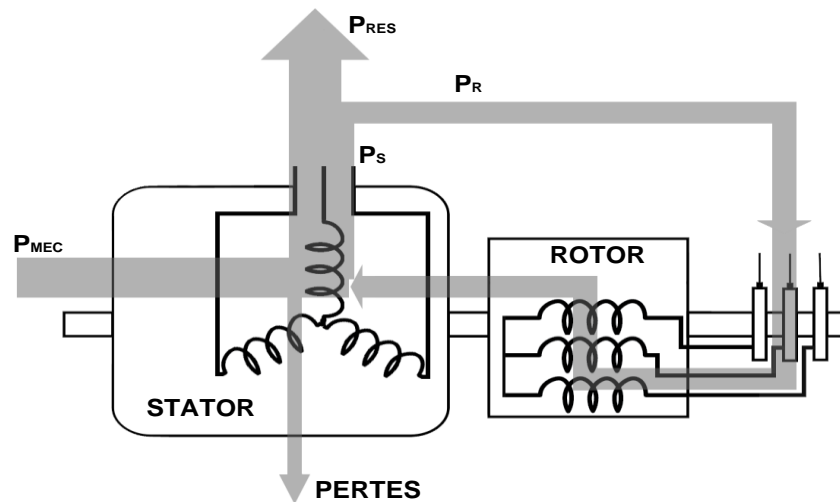


Figure I.10 : Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone [23].

I.4.4. Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone

La figure I.11 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 de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor.

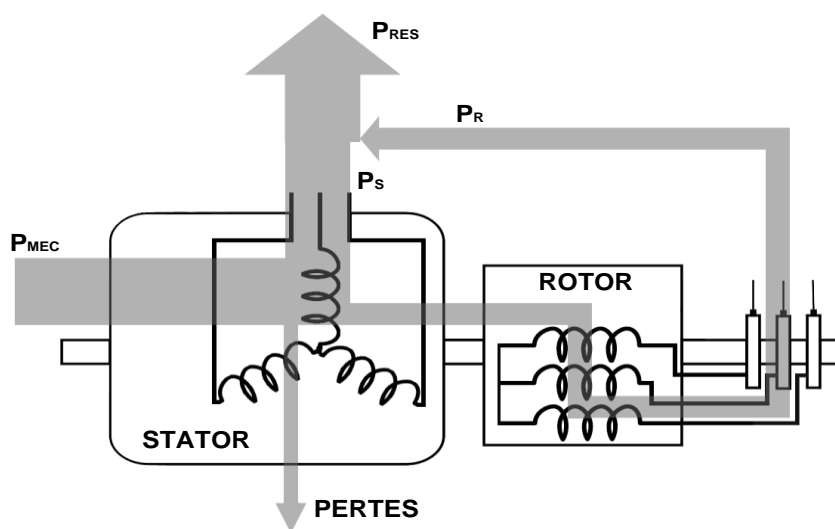


Figure I.11 : Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone [23].

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.

I.5. Domaine d'applications de la machine asynchrone à double alimentation

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ces nombreux avantages. En effet, la MADA est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens [4]. 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 telles que [5] :

- Les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions;
- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variable;
- 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 [6] :

- 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... .

On note que les applications de la MADA en moteur sont relativement très limitées, parmi celles-ci on trouve principalement, la traction électrique et les systèmes de pompage [7].

I.6. Avantages et inconvénients de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation Contient plusieurs avantages et inconvénients

I.6.1. Avantages de la machine asynchrone à double alimentation

Comme avantages de la MADA, on peut citer :

- 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;

- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale;
- La possibilité de reconfiguration grâce à sa double alimentation, ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application.
- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance;
- L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70% en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des Enroulements rotoriques. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur.

I.6.2. Inconvénients de la Machine asynchrone à double alimentation

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.
- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).
- le cout total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.
- Nous soulignons que des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium donnent maintenant un petit avantage à la MADA.

I.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) concernant les différents types de cette dernier , le principe et les mode de fonctionnement qui portent principalement sur le fonctionnement en génératrice, pour des applications éoliennes et hydroélectriques, ou sur le fonctionnement en moteur pour l'application du variateur de vitesse, ainsi que leurs applications, et leurs avantages , leurs inconvénients été affichés.

Le chapitre suivant sera dédié à présenter la modélisation de cette machine et de son alimentation.



Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

II.1. Introduction

Ce chapitre sera consacré à étudier la modélisation de la MADA, établie dans un repère diphasé à l'aide de transformation de PARK [1]. Avec ses deux alimentations à fréquences variables, l'une alimente le stator et l'autre alimente le rotor de façon à mettre en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations vont permettre de simplifier le modèle complexe de la MADA. La simulation sera réalisée sous Matlab/Simulink.

II.2. Modélisation de la MADA

La machine asynchrone double alimentation est un système non linéaire très complexe. Une commande performante sur cette machine, pour ses différents régimes de fonctionnement, nécessite une modélisation mathématique plus précise pour représenter son comportement de manière satisfaisante et réelle.

Avant d'établir le modèle de la machine asynchrone à double alimentation en vue de sa commande, on rappelle brièvement le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices, désormais classiques, qui sont [1] :

- L'entrefer est constant, les effets des encoches et les pertes ferromagnétiques sont négligeables.
- Le circuit magnétique est non saturé, c'est-à-dire à perméabilité constante.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- La f_{mm} créée par chacune des phases des deux armatures est supposée à répartition sinusoïdale.
- la symétrie de construction est parfaite.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer [8] :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres.

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.

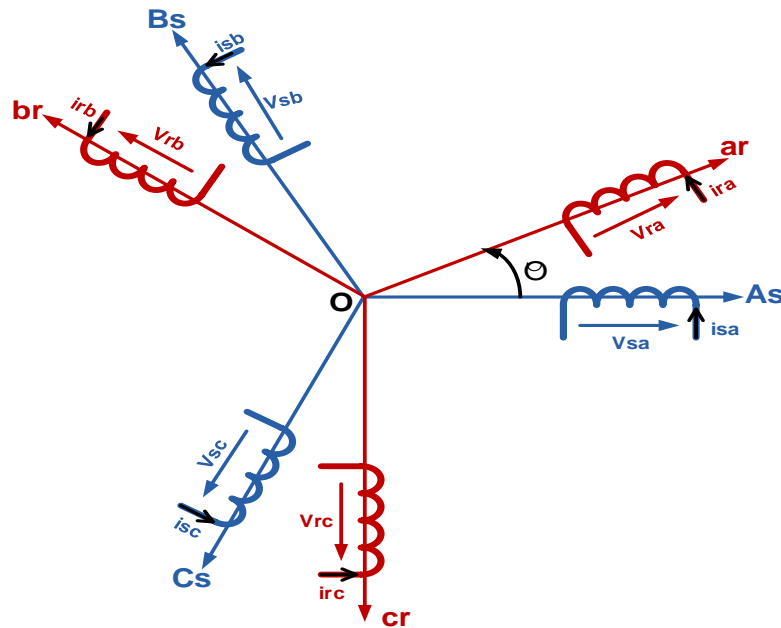


Figure II. 1 : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

II.3. Équations électriques de la MADA :

Les enroulements illustrés par la figure 3.1 obéissent aux équations électriques qui s'écrivent sous la forme matricielle suivante:

$$[u_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + \frac{d[\varphi_{sabc}]}{dt} \quad (2.1)$$

$$[u_{rabc}] = R_r [i_{rabc}] + \frac{d[\varphi_{rabc}]}{dt} \quad (2.2)$$

Où :

R_s : la résistance d'une phase statorique.

R_r : la résistance d'une phase rotorique.

Les matrices suivantes représentent respectivement:

les vecteurs statoriques :

$[u_{sabc}] = [u_{sa} \ u_{sb} \ u_{sc}]^T$: le vecteur des tensions statoriques.

$[i_{sabc}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$: le vecteur des courants statoriques.

$[\varphi_{sabc}] = [\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^T$: le vecteur des flux statoriques.

les vecteurs rotoriques :

$[u_{rabc}] = [u_{ra} \ u_{rb} \ u_{rc}]^T$: le vecteur des tensions rotoriques.

$[i_{rabc}] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$: le vecteur des courants rotoriques.

$[\varphi_{rabc}] = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T$: 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:

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (2.3)$$

Pour le rotor:

$$[\varphi_{rabc}] = [M_{rs}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}] \quad (2.4)$$

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

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} = l_s \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

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

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} = l_r \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

l_s et l_r : les inductances propres statorique et rotorique;

m_s et m_r : les inductance mutuelles statorique et rotorique avec [1] :

$$M_s = -\frac{l_s}{2} \text{ et } M_r = -\frac{l_r}{2}$$

$[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ sont les matrices des inductances mutuelles, entre le stator et le rotor, elles sont donné

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Où : m_{sr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor obtenue lorsque les bobinages sont en vis à vis [2].

En introduisant les équations (2.3) et (2.4) dans les équations (2.1) et (2.2) respectivement, on obtient:

$$[u_{sabc}] = R_s[i_{sabc}] + [L_s] \frac{d[i_{sabc}]}{dt} + \frac{d([M_{sr}][i_{rabc}])}{dt} \quad (2.8)$$

$$[u_{rabc}] = R_r[i_{rabc}] + [L_r] \frac{d[i_{rabc}]}{dt} + \frac{d([M_{rs}][i_{sabc}])}{dt} \quad (2.9)$$

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). On utilise la transformation de Park qui permet d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, en transformant les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents.

II.4. 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. Le composant homopolaire intervient pour équilibrer le système transformé, c'est-à-dire il 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 à un système transformé, qui reste invariable pour la machine réelle [1]. Le schéma de la figure II.2 montre le principe de la Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone à double alimentation.

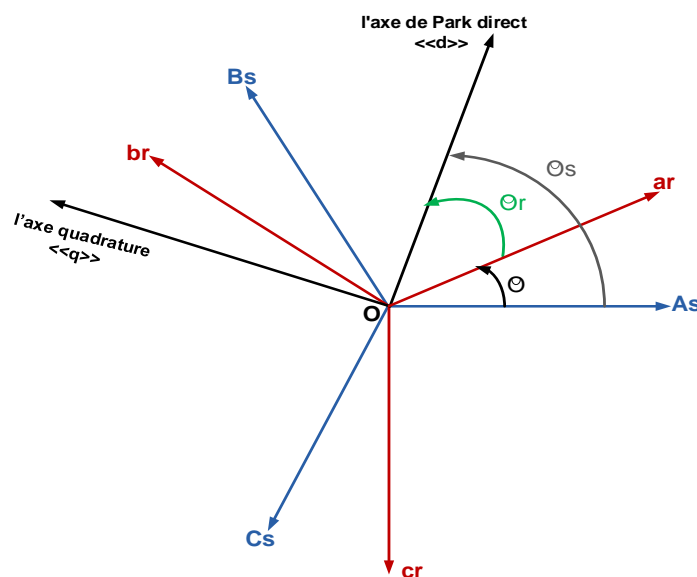


Figure II. 2 : Disposition des enroulements de la MADA selon les axes réels et fictifs.

Où :

θ : angle entre l'axe rotorique ra et l'axe statorique sa

θ_r : angle entre l'axe rotorique ra , et l'axe de Park direct d

θ_s : angle entre l'axe statorique sa , et l'axe de Park direct d

w_s : la vitesse angulaire du système d'axes (d, q)

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

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Multiplier par un coefficient $\frac{2}{3}$ pour conserve l'amplitude des grandeurs mais non la puissance ni le couple, tandis que celle de multiplier par un coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes

Remarque :

La matrice $[A^{-1}]$ appelée matrice de PARK inverse permet à revenir aux grandeurs réels de la machine.

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

Pour le stator et le rotor :

$$\begin{cases} [X_{dqo}]_s = [A][X_{sabc}] \\ [X_{dqo}]_r = [A][X_{rabc}] \end{cases} \quad (2.11)$$

X : grandeur qui peut être une tension u . Un courant i , ou un flux φ .

II.4.1. Mise en équation de la MADA dans le repère de Park

Dans le repère de Park, on a les transformations suivantes:

Pour les tensions:

$$\begin{cases} [u_{dqo}]_s = [A][u_{sabc}] \\ [u_{dqo}]_r = [A][u_{rabc}] \end{cases} \quad (2.12)$$

Pour les courants :

$$\begin{cases} [i_{dqo}]_s = [A][i_{sabc}] \\ [i_{dqo}]_r = [A][i_{rabc}] \end{cases} \quad (2.13)$$

Pour les flux:

$$\begin{cases} [\varphi_{dqo}]_s = [A][\varphi_{sabc}] \\ [\varphi_{dqo}]_r = [A][\varphi_{rabc}] \end{cases} \quad (2.14)$$

II.4.2. Équations des tensions

Pour le stator, en multipliant l' équation (2.1) par la matrice $[A]$, il vient :

$$[A][u_{sabc}] = [A]R_s[i_{sabc}] + [A]\frac{d[\varphi_{sabc}]}{dt}$$

Alors :

$$[u_{dqo}]_s = R_s[i_{dqo}]_s + [A]\frac{d[\varphi_{sabc}]}{dt} \quad (2.15)$$

Le développement de l'équation (2.15) donne :

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ u_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\varphi_{os}}{dt} \end{cases} \quad (2.16)$$

En procédant d'une façon analogue à celle du stator, on trouve pour le rotor

$$\begin{cases} u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} \\ u_{or} = R_s i_{or} + \frac{d\varphi_{or}}{dt} \end{cases} \quad (2.17)$$

Étant donné que la fréquence des tensions statoriques est imposée par le réseau électrique, la pulsation des courants rotoriques est donnée par :

$$\omega_r = \omega_s - \omega$$

Avec ω_r et ω_s représentent les pulsations des Signaux rotoriques et statoriques respectivement en rad/s. Les angles θ_r et θ_s qui sont calculés respectivement par l'intégration de ω_r et ω_s respectivement:

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r dt + \theta_{r0}$$

$$\theta_s = \int_0^t \omega_s dt + \theta_{s0}$$

II.4.3. Équations des flux

Pour le stator, en multipliant l'équation (2.3) par $[A]$ on trouve :

$$[A][\varphi_{sabc}] = [A][L_s][i_{sabc}] + [A][M_{sr}][i_{rabc}]$$

Donc:

$$[\varphi_{dq0}]_s = [A][L_s][i_{sabc}] + [A][M_{sr}][i_{rabc}] \quad (2.18)$$

Après la simplification, on trouve :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (2.19)$$

Pour le rotor, et de la même manière on trouve

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (2.20)$$

$L_s = l_s - m_s$: inductance cyclique statorique

$L_r = l_r - m_r$: inductance cyclique rotorique

$M = \frac{3}{2} m_{sr}$: inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor

Jusqu' à maintenant, le modèle de Park n'est pas complètement défini, puisque la vitesse de rotation ω_s 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_s .

On remplace les équations de flux (2.19) et (2.20) dans les expressions de tensions (2.16) et (2.17) on trouve :

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} + M \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_s (L_s i_{qs} + M i_{qr}) \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + M \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_s (L_s i_{ds} + M i_{dr}) \\ u_{dr} = R_r i_{dr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} + M \frac{di_{ds}}{dt} - (\omega_s - \omega) (L_r i_{qr} + M i_{qs}) \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} + M \frac{di_{qs}}{dt} + (\omega_s - \omega) (L_r i_{dr} + M i_{ds}) \end{cases} \quad (2.21)$$

On peut écrire les expressions (2.21) précédentes sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \\ u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & -(\omega_s - \omega)M & R_r & -(\omega_s - \omega)L_r \\ (\omega_s - \omega)M & 0 & (\omega_s - \omega)L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

le système d'équations peut être écrit sous la forme

$$[U] = [a] * [I] + [L] \frac{d[I]}{dt}$$

La matrice $[a]$ peut s'écrire sous forme de trois sous matrices comme suit [1] :

$$[a] = [C] + \omega[E] + \omega_s[B]$$

Avec :

$$[C] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & M & 0 \\ 0 & R_s & 0 & M \\ M & 0 & R_r & 0 \\ 0 & M & 0 & R_r \end{bmatrix}; [E] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}; [B] = \begin{bmatrix} 0 & -L_s & 0 & -M \\ L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & -M & 0 & -L_r \\ M & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix}$$

Le système d'équation devient :

$$[U] = \{[C] + \omega[E] + \omega_s[B]\} * [I] + [L] \frac{d[I]}{dt}$$

II.4.4. L'équation mécanique

Expression du mouvement : $C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega$

Expression du couple électromagnétique : $C_e = \frac{3}{2} PM(i_{dr}i_{qs} - i_{qr}i_{ds})$

$$\text{Ou} \quad C_e = P(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds}) \quad (2.22)$$

Où P représente le nombre de paires de pôles.

II.4.5. Les puissances statoriques et rotoriques

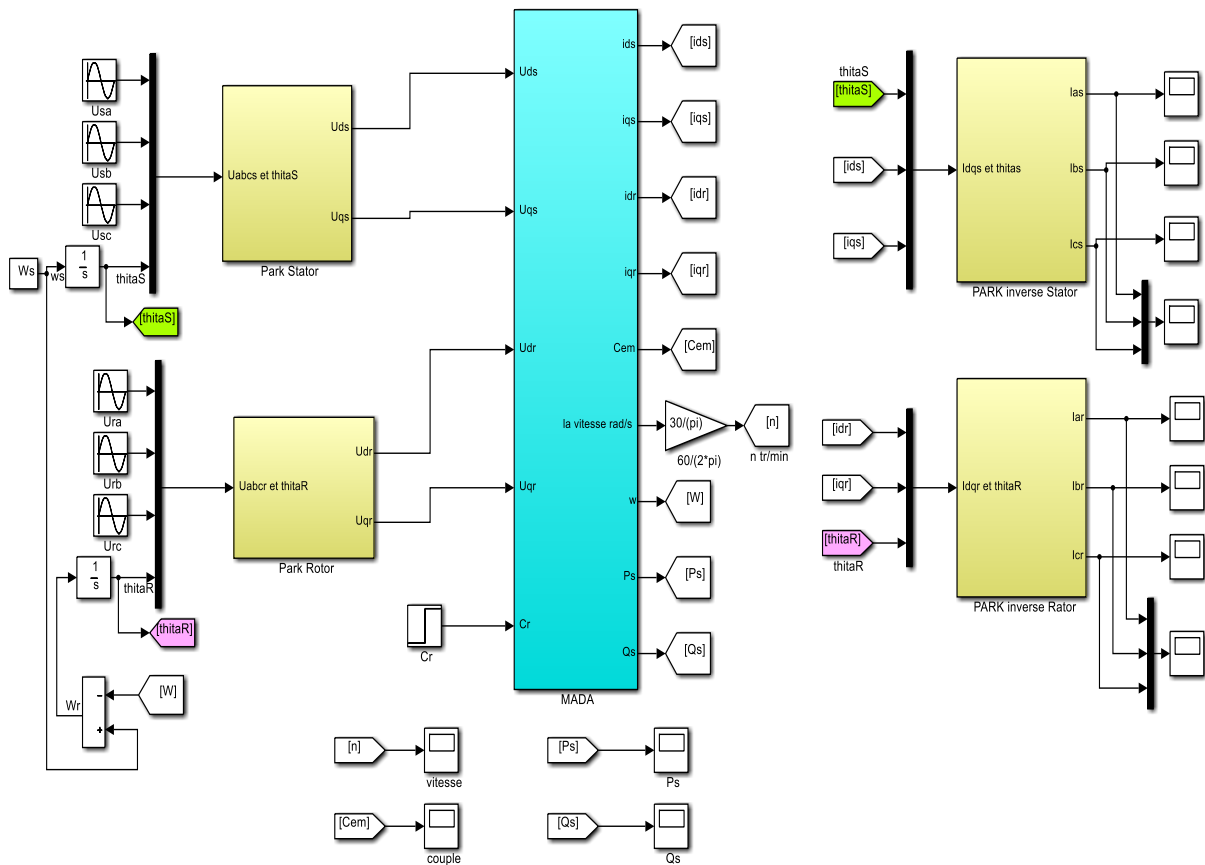
En négligeant les pertes de puissance associées à la résistance statorique, les puissances active et réactive peuvent être exprimées comme suit [9]:

$$\begin{cases} P_s = (v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) \\ Q_s = (v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs}) \end{cases} \quad (2.23)$$

De la même façon, on peut exprimer les puissances active et réactive rotoriques comme suit:

$$\begin{cases} P_r = (v_{dr}i_{dr} + v_{qr}i_{qr}) \\ Q_r = (v_{qr}i_{dr} - v_{dr}i_{qr}) \end{cases} \quad (2.24)$$

II.5. Schéma de simulation de la MADA



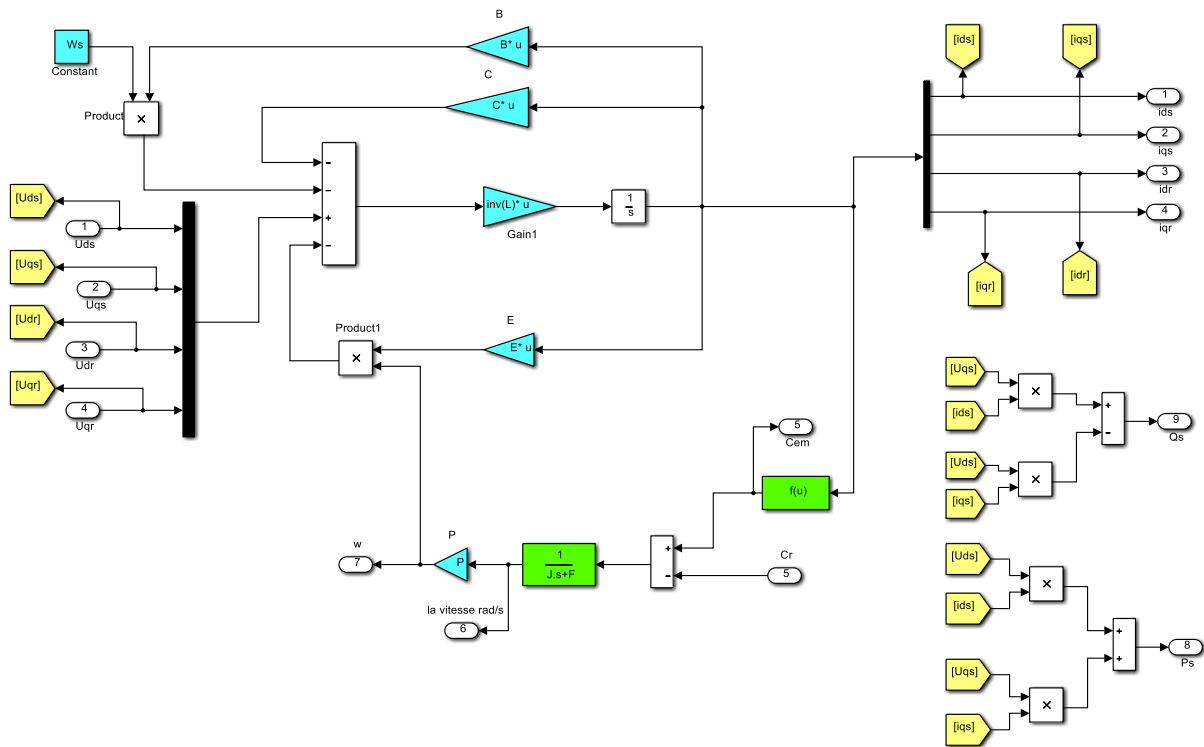


Figure II. 3 : Schéma de simulation de la MADA.

II.6. Modélisation d'un onduleur triphasé a deux niveaux

L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux, est constitué de trois bras indépendants, comprenant chacun deux interrupteurs. Chaque interrupteur comprend un transistor IGBT ou des thyristors GTO et d'une diode montée en antiparallèle, on peut remplacer chaque groupe transistor- diode par des interrupteurs Q_j avec ($j=1, 2, 3, 4, 5, 6$), on obtient le schéma simplifié pour chaque onduleur comme l'indique la figure II. 4. [10]

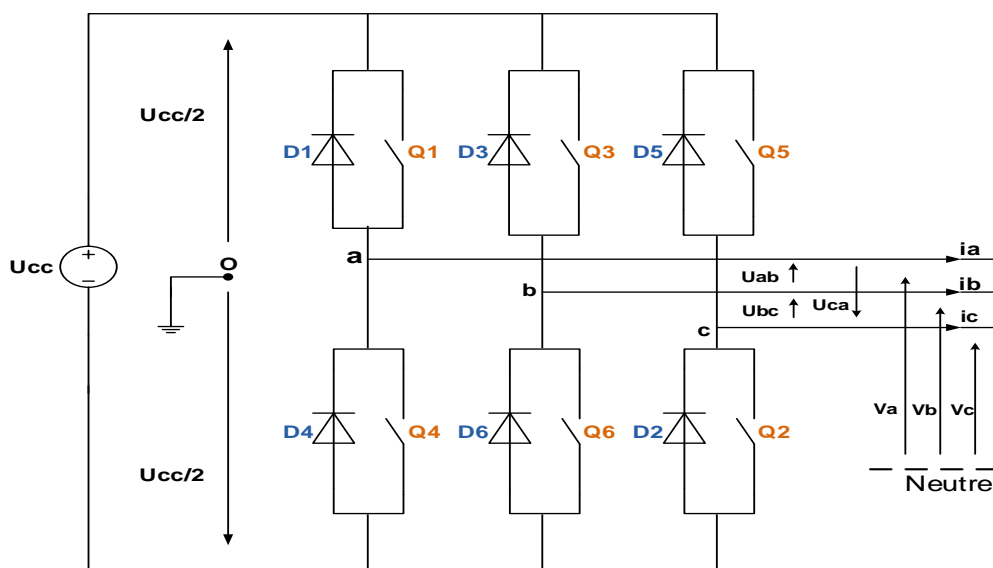


Figure II. 4 : Schéma simplifié de l'onduleur triphasé.

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$V_A + V_B + V_C = 0$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants, ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs de booléennes. Commutation supposée idéale :

$$S_i = (1 \text{ ou } 0) \{i = 1,2,3\}$$

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{cc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

Dans notre travail, la commande de l'interrupteur de l'onduleur est réalisée par l'utilisation du Commande MLI (Modulation de Largeur d'impulsion).

II.7. La commande MLI

La méthode de la MLI à porteuse triangulaire compare trois tensions de références sinusoïdales entre elles avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixées. Le modèle mathématique de la commande MLI présentée en utilisant le logiciel Matlab/Simulink est illustré par la figure II. 5.

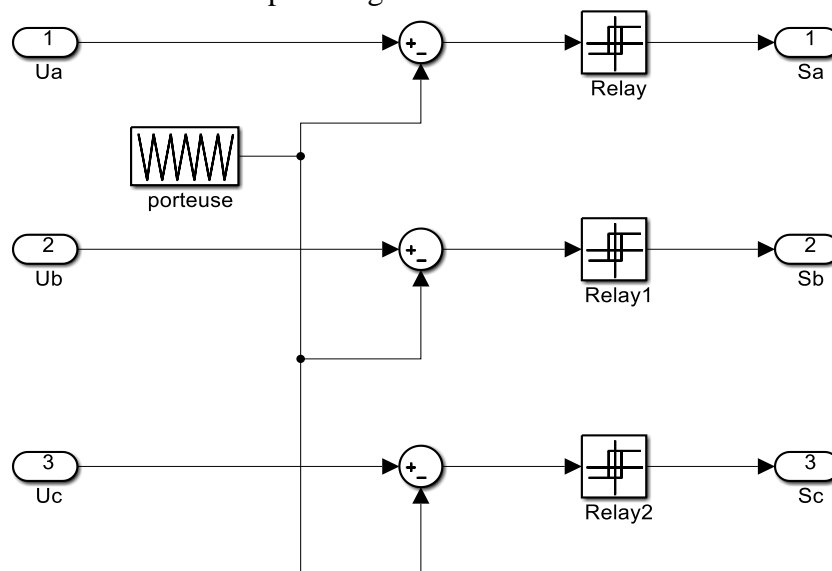


Figure II. 5 : Modèle de la commande MLI à porteuse triangulaire.

II.8. Résultats de simulation

La simulation de la machine asynchrone à double alimentation d'une puissance nominale. Son modèle est basé sur les équations obtenues au moyen de la transformation de Park, (repère biphasé \$(d, q)\$ lié au champ tournant). Les résultats de simulation sont représentés sur les figures ci-dessous

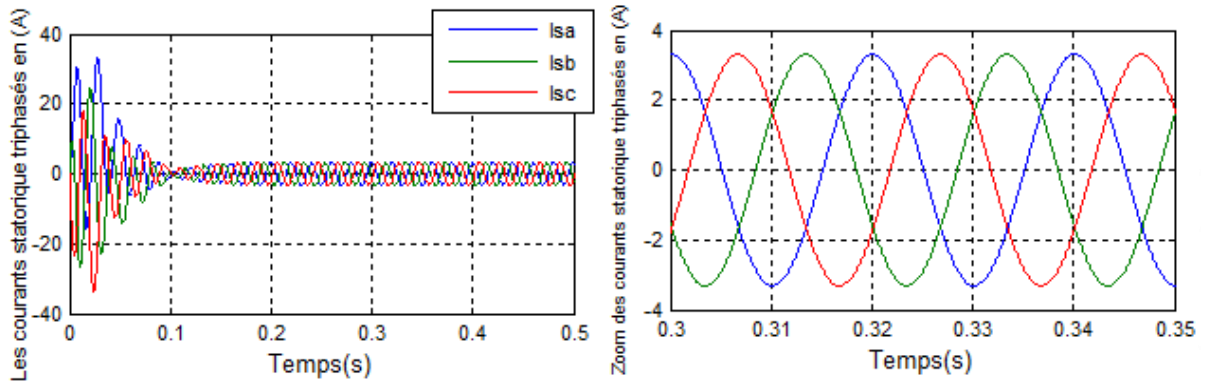


Figure II. 6 : Les courants statoriques triphasés avec un zoom.

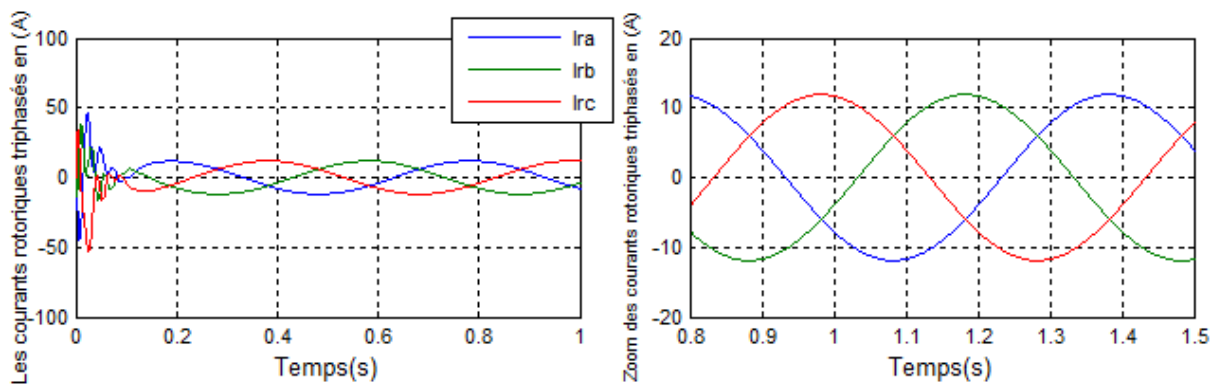


Figure II. 7 : Les courants rotoriques triphasés avec un zoom.

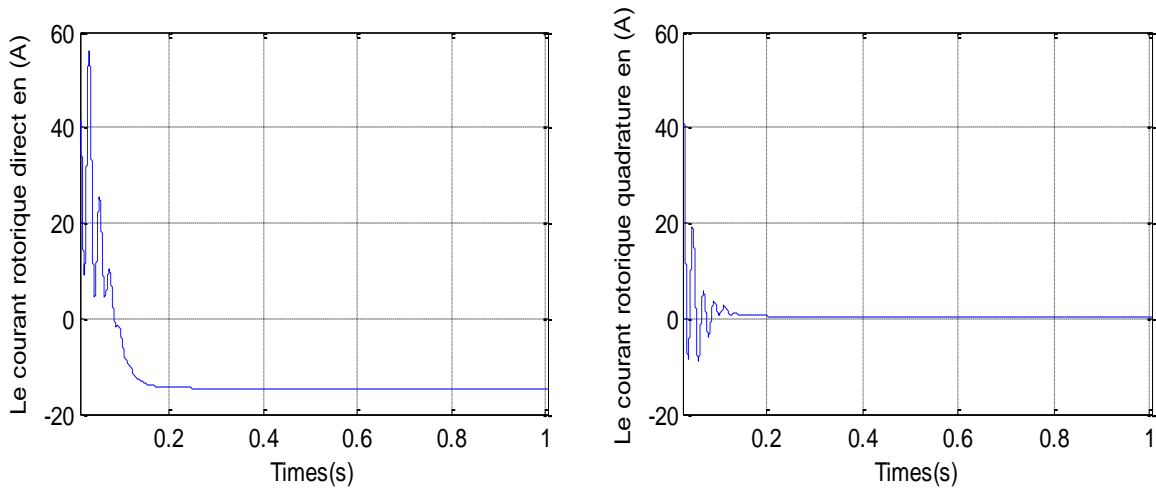


Figure II. 8 : Les composantes de courant rotorique.

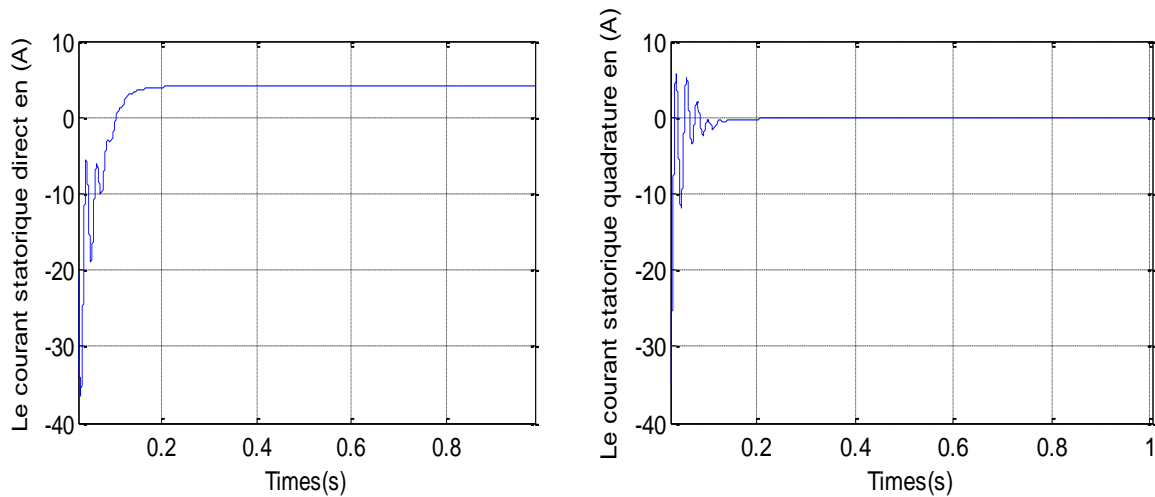


Figure II. 9 : Les composantes de courant statorique.

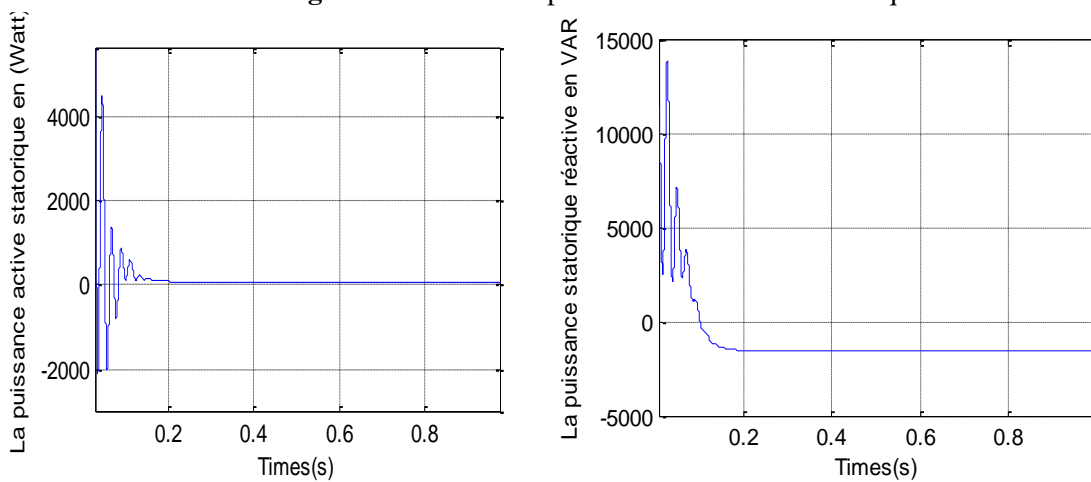
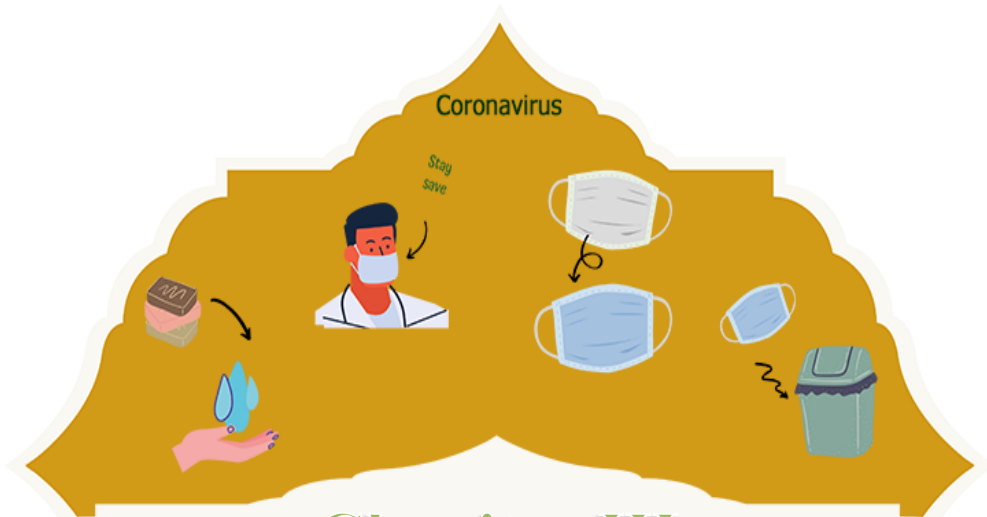


Figure II. 10 : La puissance active et reactive statorique.

II.9. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle réel de la machine auquel on a appliqué la transformation de Park. Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ce dernier, on a appliqué la technique de la MLI pour la commander la machine. La modélisation de la MADA et son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande vectorielle. Cette dernière est le sujet du troisième chapitre.

Coronavirus



Chapitre III

Commande vectorielle de la MADA

III.1. Introduction

La machine à double alimentation porte un caractère qui permet à cette dernière d'occuper un large domaine d'application. Soit dans les entraînements à vitesses variables (fonctionnement moteur), soit dans les applications à vitesse variables et à fréquence constante (fonctionnement générateur).

Dans ce chapitre, nous intéressons à la modélisation et la commande vectorielle en puissance active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation à rotor bobine.

III.2. Principe de la commande vectorielle

La MADA est un système non-linéaire, où son des puissances réactive la relation (2.23) et (2.24) est obtenu à travers un produit croisé entre les tension et les courants. Ceci rend la commande de la MADA difficile.

La commande vectorielle (la commande par orientation de flux) est utilisée afin d'éliminer cette difficulté. Le principe de cette commande est similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée; à savoir le contrôle indépendamment des puissances active et réactive générées au stator de la machine. La puissance active dépend uniquement du courant rotorique I_{rq} , et la puissance réactive dépend uniquement du courant I_{rd} (figure III. 1)[11].

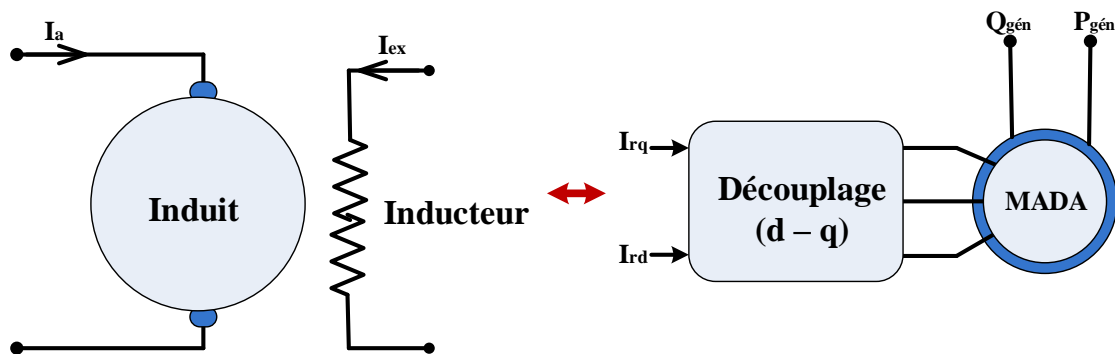


Figure III. 1 : Principe de la commande vectorielle.

III.3. Modèle de la MADA a flux statorique oriente suivant l'axe d

Nous avons choisi un référentiel diphasé $d-q$ lié au champ tournant (ce qui nous permettra d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent), et d'orienter le flux statorique φ_s suivant l'axe d , par l'alignement du vecteur du flux statorique sur l'axe d . Ainsi, les équations de flux et de courants peuvent s'écrire respectivement:

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} = \varphi_s \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} = 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

avec : un flux statorique direct constant $\varphi_{ds} = \varphi_s$

et un flux statorique en quadrature orienté $\varphi_{qs} = 0$

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{\varphi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{dr} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (3.2)$$

Rappelons le système d'équations différentielles (2.16) et (2.16) décrivant la machine asynchrone dans un repère lié au champ tournant qui est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (3.3)$$

Si on néglige la résistance R_s , qui est une hypothèse souvent acceptée pour les machines de grande puissance utilisée dans la production d'énergie éolienne, les équations des tensions de la machine se réduisent à la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{ds} = 0 \\ u_{qs} = u_s = \omega_s \varphi_{ds} \\ u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (3.4)$$

On remplace les équations courants statoriques directs et en quadratures (3.2) par leurs expressions dans les équations de flux rotorique (2.20), on trouve :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) i_{dr} + \frac{M \varphi_s}{L_s} \\ \varphi_{qr} = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) i_{qr} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r \sigma i_{dr} + \frac{M \varphi_s}{L_s} \\ \varphi_{qr} = L_r \sigma i_{qr} \end{cases} \quad (3.5)$$

$$\text{Où : } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$$

On remplace les équations de flux rotorique (3.5) par leurs expressions dans les équations des tensions rotorique (3.4), on trouve :

$$\begin{cases} u_{dr} = R_r i_{dr} + L_r \sigma \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_r L_r \sigma i_{qr} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + L_r \sigma \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_r L_r \sigma i_{dr} + \omega_r \frac{M \phi_s}{L_s} \end{cases} \quad (3.6)$$

En régime permanent, les dérivées des courants rotoriques biphasés s'annulent, ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} u_{dr} = R_r i_{dr} - g \omega_s L_r \sigma i_{qr} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + g \omega_s L_r \sigma i_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (3.7)$$

En appliquant la transformation de Laplace à ces deux équations, on obtient :

$$\begin{cases} U_{dr} = [R_r + L_r \sigma S] I_{dr} - g \omega_s L_r \sigma I_{qr} \\ U_{qr} = [R_r + L_r \sigma S] I_{qr} + g \omega_s L_r \sigma I_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (3.8)$$

U_{dr} et U_{qr} sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus ;

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{R_r + L_r \sigma S} (U_{dr} + g \omega_s L_r \sigma I_{qr}) \\ i_{qr} = \frac{1}{R_r + L_r \sigma S} (U_{qr} - g \omega_s L_r \sigma I_{dr} - g \frac{M V_s}{L_s}) \end{cases}$$

III.3.1. Les équations le couple électromagnétique et les puissances statoriques

En remplaçant l'expression du flux de (3.1) et les expressions des courants statoriques de la relation (3.2) dans (2.22), le couple électromagnétique s'exprime comme suit:

$$C_e = -P \phi_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \quad (3.9)$$

Dans un repère biphasé, les puissances active et réactive statoriques d'une machine asynchrone équation (2.23). Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté, ce système d'équations peut se simplifier sous la forme :

$$\begin{cases} P_s = v_{qs} i_{qs} \\ Q_s = v_{qs} i_{ds} \end{cases} \quad (3.10)$$

On remplace les équations courants statoriques directs et en quadratures (3.2) par leurs expressions dans les équations des puissances active et réactive (3.10), on trouve :

$$\begin{aligned}
 P_s &= -\frac{u_s \cdot M}{L_s} \cdot i_{qr} \\
 Q_s &= \frac{u_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{u_s \cdot M}{L_s} \cdot i_{dr}
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

Où : $\varphi_s = \frac{u_s}{\omega_s}$

Il ressort de l'expression (3.11) que le contrôle des puissances active et réactive au stator est découplé. En effet, avec une inductance magnétisante constante et un réseau électrique puissant, la puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe q et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe d à une constante près $\frac{u_s^2}{\omega_s L_s}$ imposée par le réseau.

Le schéma simplifié du modèle mathématique de la MADA est montré par la figure III. 2 suivante:

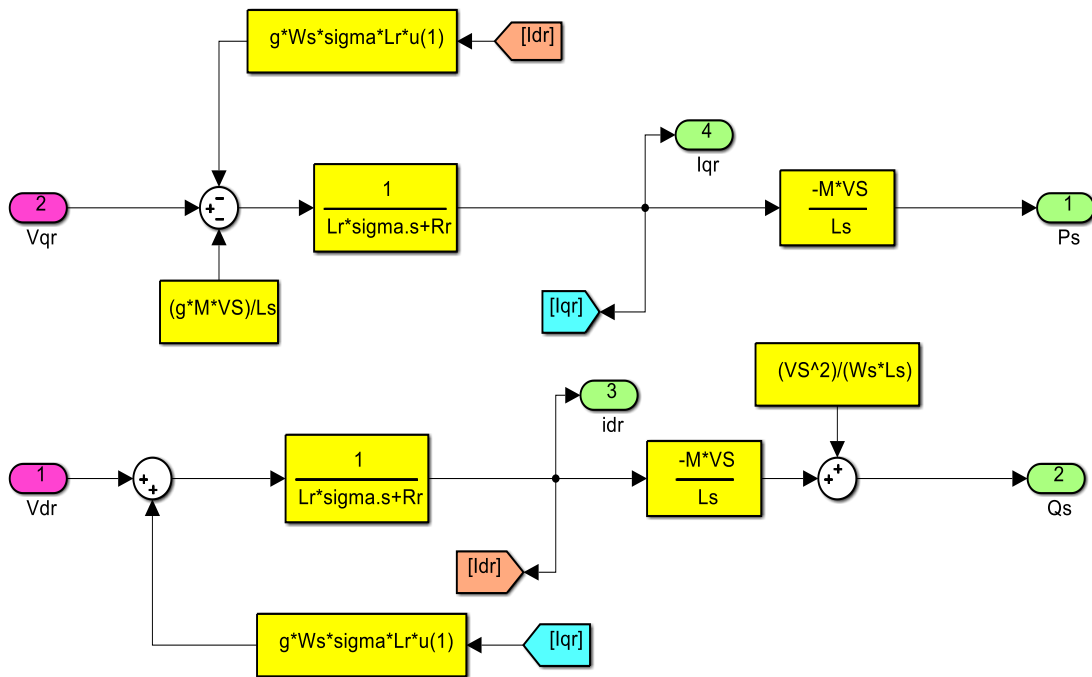


Figure III. 2 : Synoptique du modèle simplifié de la MADA.

III.4. Commande indirecte des puissances active et réactive de la MADA

Cette méthode consiste à récapituler l'opération de contrôle à partir de l'inversement de la fonction de transfert du système à réguler, pour établir les tensions rotoriques de référence en fonction des puissances active et réactive au niveau du stator. On recherche donc à former les équations des puissances active et réactive d'une coté et des tensions rotoriques d'autre part en fonction des courants rotoriques tout en tenant compte du modèle mathématique de la génératrice [12].

III.4.1. Commande en boucle ouverte

La commande en boucle ouverte est fondamentalement basée sur la proposition d'un réseau stable en tension et en fréquence, elle comporte à asservir non plus les puissances mais plus précisément indirectement les courants rotoriques en n'utilisant pas non plus les puissances mesurées comme retour sur le comparateur mais les courants rotoriques d'axe *d* et *q* [13].

En gardant les mêmes hypothèses, En combinant les différentes équations ci-dessus, nous pouvons exprimer les tensions en fonction des puissances. et on trouve [14] :

$$\begin{cases} U_{dr} = g\omega_s \frac{L_r\sigma}{MV_s} P - \left(\frac{R_r + L_r\sigma}{MV_s} \cdot S \right) Q + \left(\frac{R_r V_s}{\omega_s M} + \frac{L_r\sigma V_s}{\omega_s M} \cdot S \right) \\ U_{qr} = \left(\frac{R_r + L_r\sigma}{MV_s} \cdot S \right) P - g\omega_s \frac{L_r\sigma}{MV_s} Q + \frac{gL_r\sigma V_s}{M} \end{cases} \quad (3.12)$$

Les courants de références déjà déterminés par les puissances statoriques de références imposés à la machine.

$$\begin{cases} i_{qr}^{ref} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} P_s^{ref} \\ i_{dr}^{ref} = \frac{V_s}{\omega_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{ref} \end{cases} \quad (3.13)$$

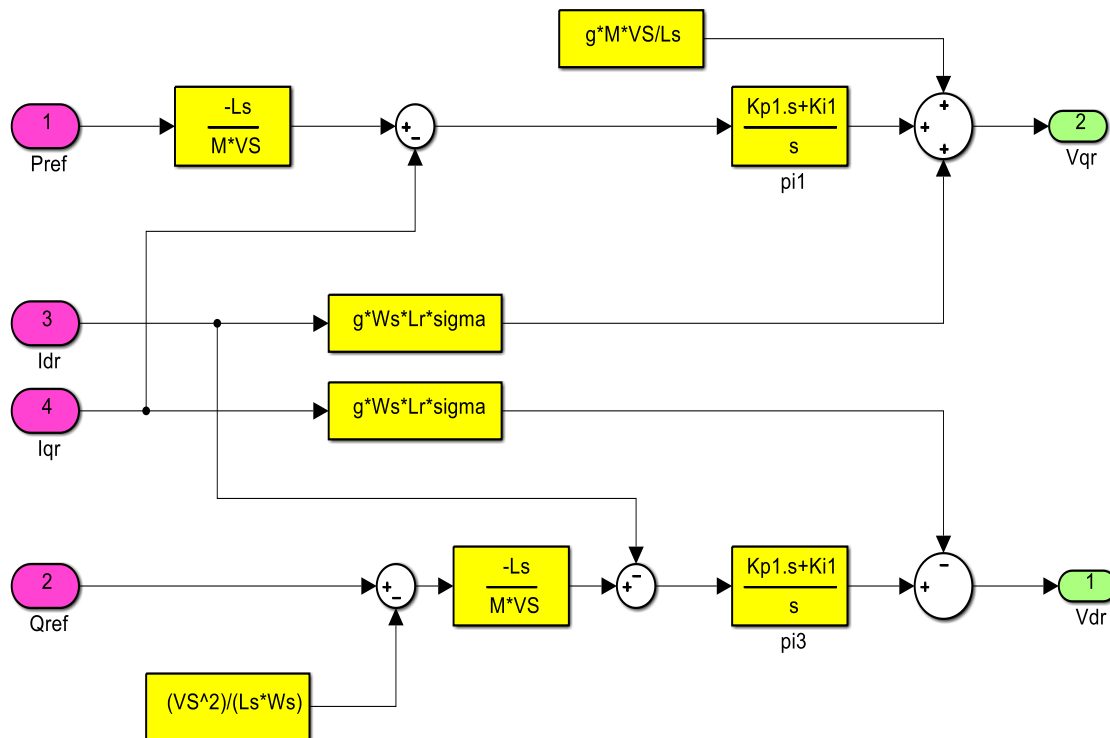


Figure III. 3 : Commande vectorielle indirecte en boucle ouverte.

III.4.2. Commande en boucle fermée

Pour évoluer et corriger le système de commande précédent, nous allons mettre une boucle de régulation complémentaire des puissances active et réactive dans le schéma bloc de la figure 3.3 de telle sorte que chaque axe de régulation contient deux régulateurs PI, l'un pour contrôler la puissance et l'autre pour le courant rotorique (figure III. 4) [12].

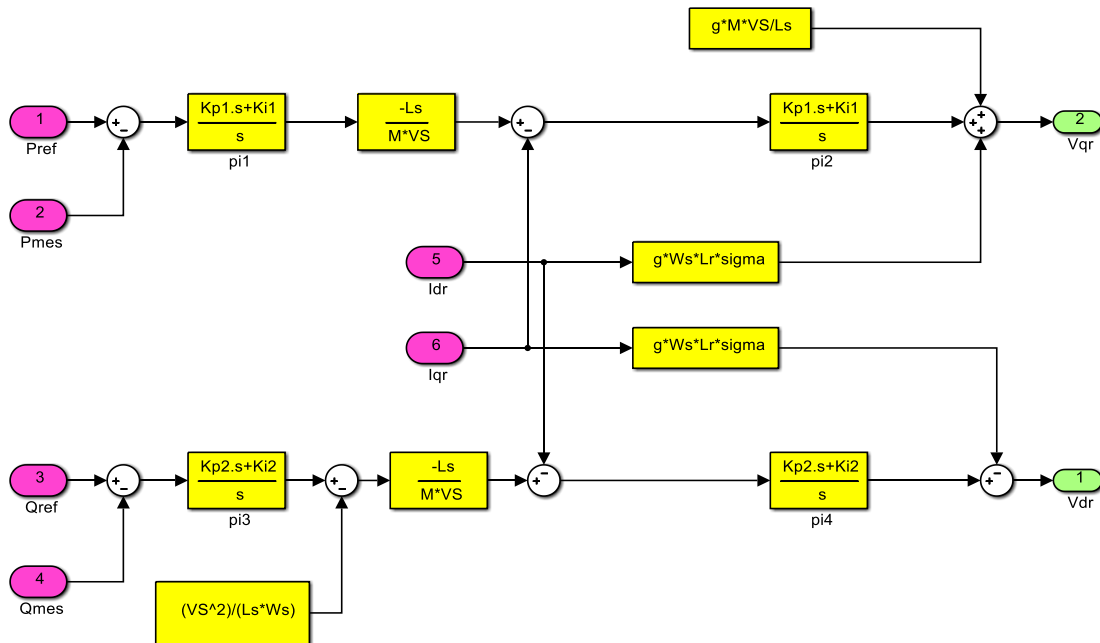


Figure III. 4 : Commande vectorielle indirecte en boucle fermée.

III.5. Résultats de simulation

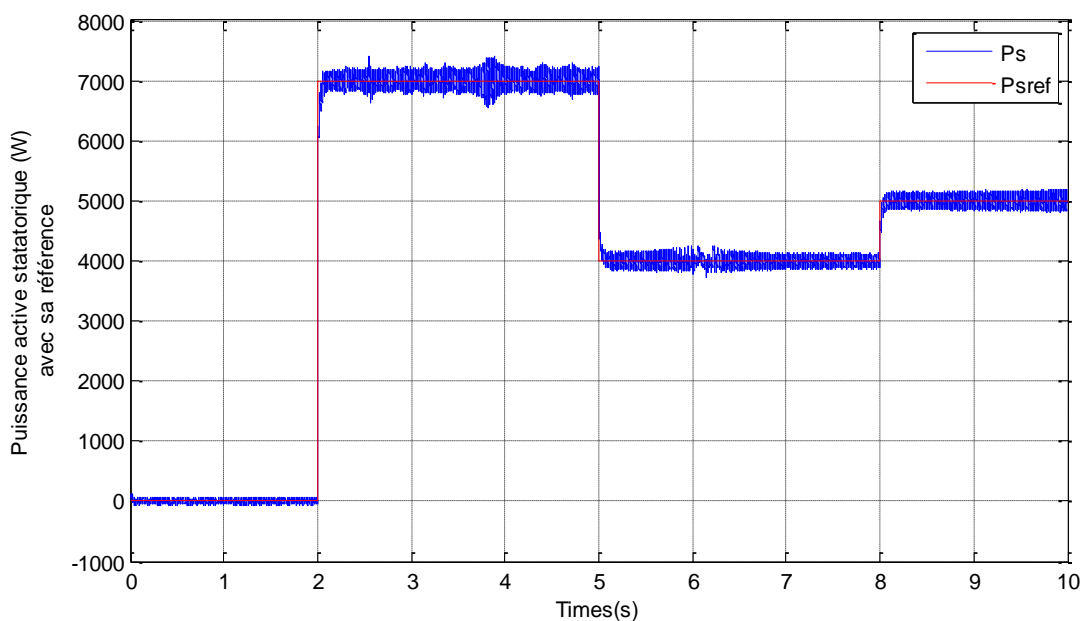


Figure III. 5 : La puissance active statatorique.

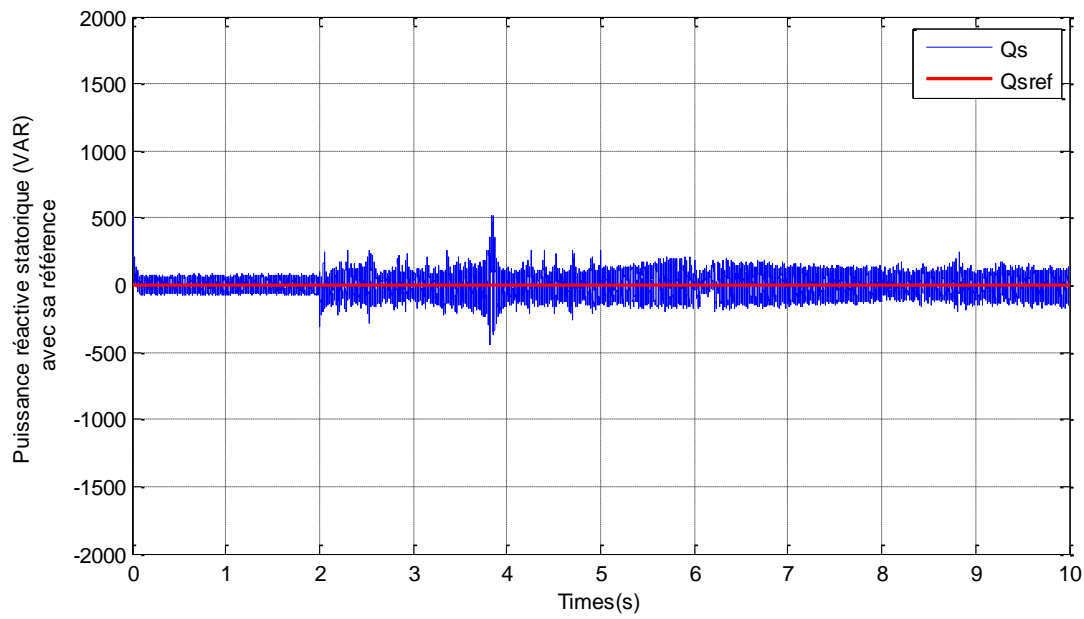


Figure III. 6 : La puissance réactive statorique.

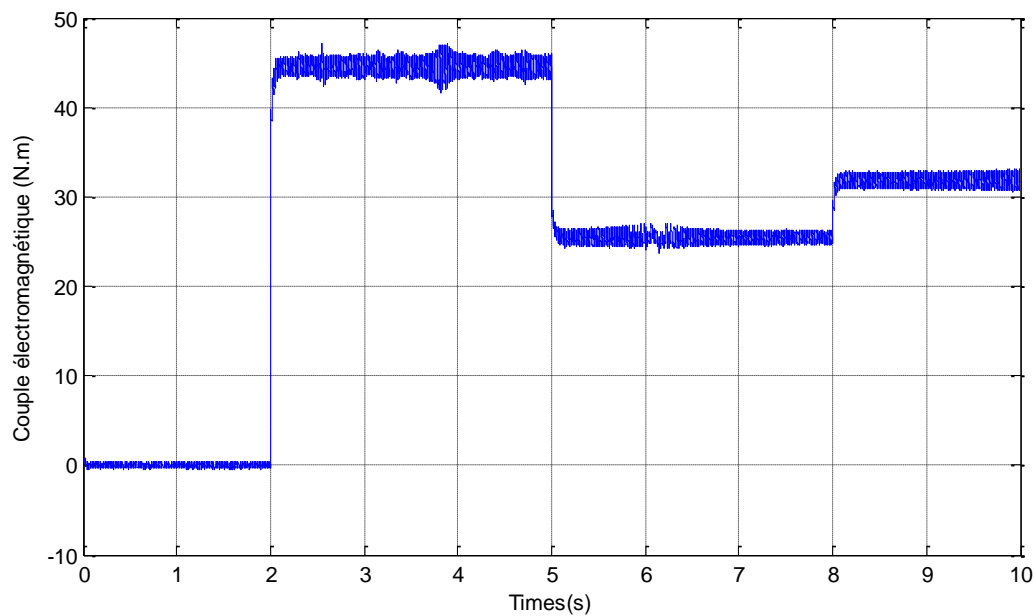


Figure III. 7 : Couple électromagnétique

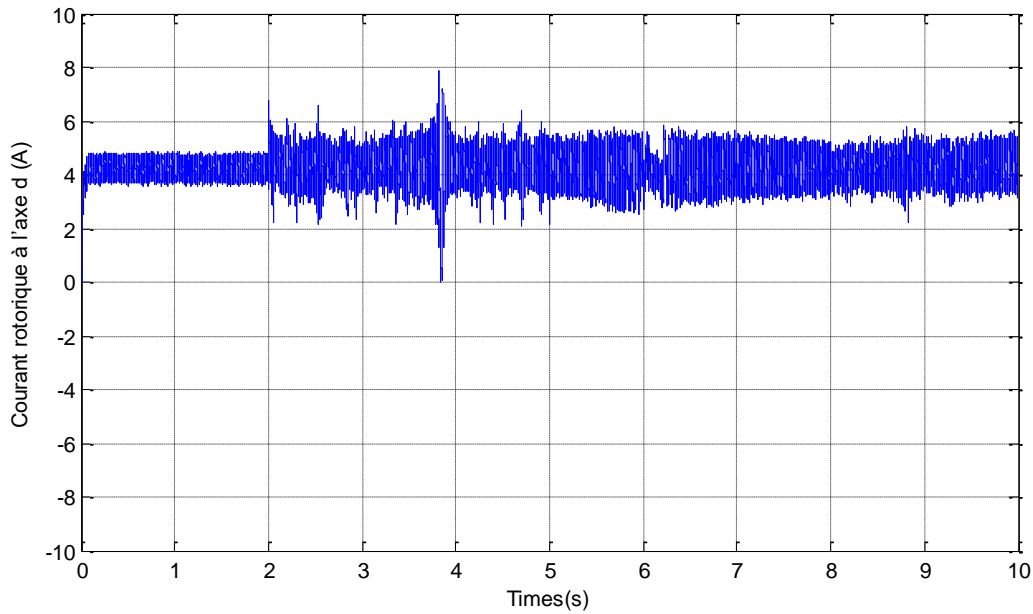


Figure III. 8 : Courant rotorique à l'axe direct d (A)

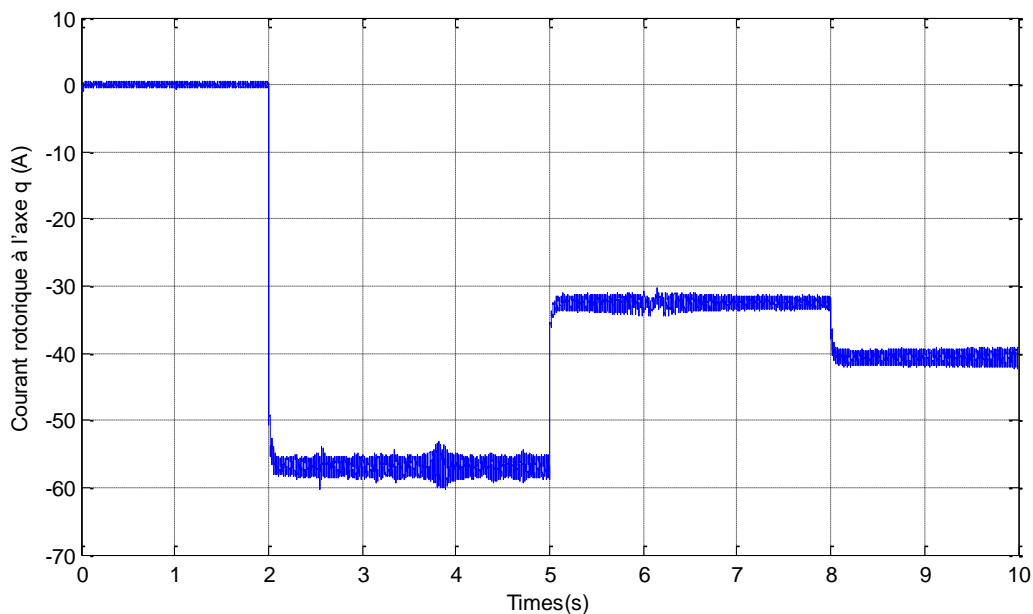


Figure III. 9 : Courant rotorique à l'axe quadrature q (A)

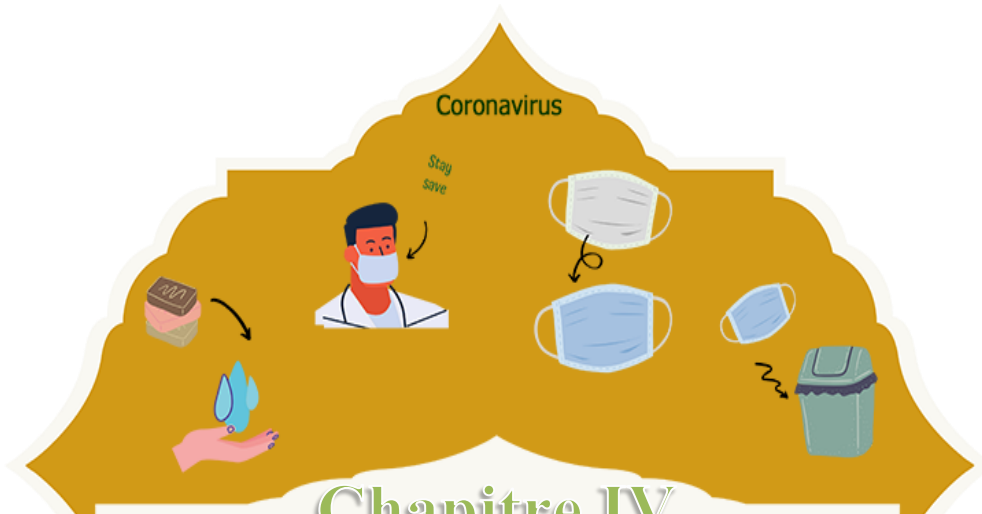
D'après ces résultats, On voit bien que les puissances active et réactive du système suivent parfaitement les les références désiré il y-a une petite erreur sur les puissances (c'est le rôle de l'action intégrale du correcteur PI).

Les résultats obtenus sur les figures (III. 5 et III. 6) montrent que les puissances actives et réactives sont parfaitement découplées, seulement des fluctuations due par la technique de la commande MLI.

III.6. Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier et d'appliquer la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la génératrice asynchrone à double alimentation. Le choix sur l'orientation du flux a été pris en orientant le flux statorique selon l'axe d . La méthode du flux orienté est appliquée depuis quelques années à la MADA reste la méthode la plus réponde.

En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux. A partir de la simulation numérique, on a constaté qu'effectivement la technique d'orientation du flux statorique permet de découpler le flux et les puissances de sorte que la composante directe du courant rotorique contrôle la puissance réactive, et la composante en quadrature contrôle la puissance active.



Chapitre IV

Commande des puissances par logique
floue type-1 de la MADA

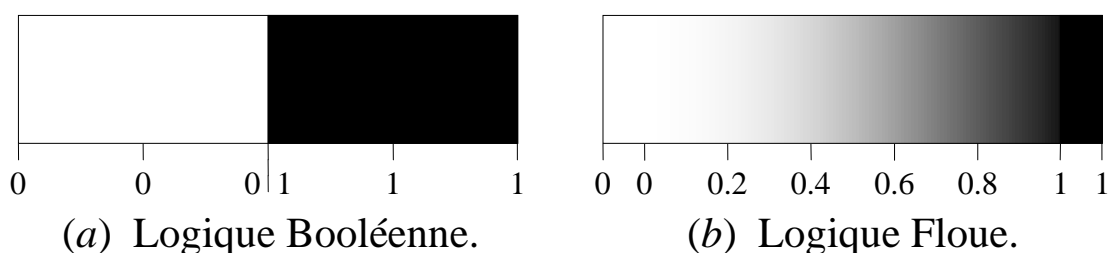
IV.1. Introduction

La logique floue a été introduite en 1965 par le Professeur L. Zadeh. Elle permet de faire correspondre un degré de vérité (d'appartenance) à une variable qui peut être linguistique. Cette graduation dans l'appartenance d'un élément à une situation permet la modélisation de l'observation humaine exprimée sous forme linguistique. À partir des années 70, cette théorie a été appliquée à la commande des systèmes. Ces travaux permettaient de mettre en œuvre des commandes de façon heuristique. Dans les années 80, la communauté des automaticiens a commencé à bâtir une théorie de mise en œuvre décommande floue où l'étude de la stabilité a été introduite de façon systématique [15].

Dans ce chapitre nous présentons les approches de conception d'un régulateur flou (FLC). Les notions de base nécessaires à la compréhension de régulation floue seront rappelées. Nous synthétisons le choix possible pour les nombreux paramètres du contrôleur à logique floue (CLF) utilisé pour le réglage des courants rotoriques et des puissances statoriques de la machine asynchrone à double alimentation.

IV.2. Principe de la logique flou

La logique floue est une forme de valeurs multiples logique dans laquelle les valeurs de vérité des variables peuvent être un nombre réel entre 0 et 1, considéré comme « floue ». En revanche, dans la logique booléenne, les valeurs de vérité des variables ne peuvent être 0 ou 1, souvent appelées valeurs « nettes ». La logique floue a été étendue pour gérer le concept de vérité partielle, où la valeur de vérité peut se situer entre tout à fait vrai et complètement faux. En outre, lorsque les variables linguistiques sont utilisées, ces degrés peuvent être gérés par spécifiques (membres) fonctions [15].



IV.3. Domaines d'application

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

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...)
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ... etc.)
- Systèmes autonomes mobiles

- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur ...)
- Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules.

IV.4. Variables linguistiques

La description d'une certaine situation imprécise ou incertaine peut contenir des expressions floues par exemple : très grand, grand, moyen, petit. Ces expressions forment les valeurs d'une variable x , appelée "linguistique", soumise à des fonctions appelées fonctions d'appartenance [15].

IV.5. Fonctions d'appartenance

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:

$\mu_E(x)$: 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 indiqué dans la figure IV. 1 donne quelques fonctions d'appartenance.

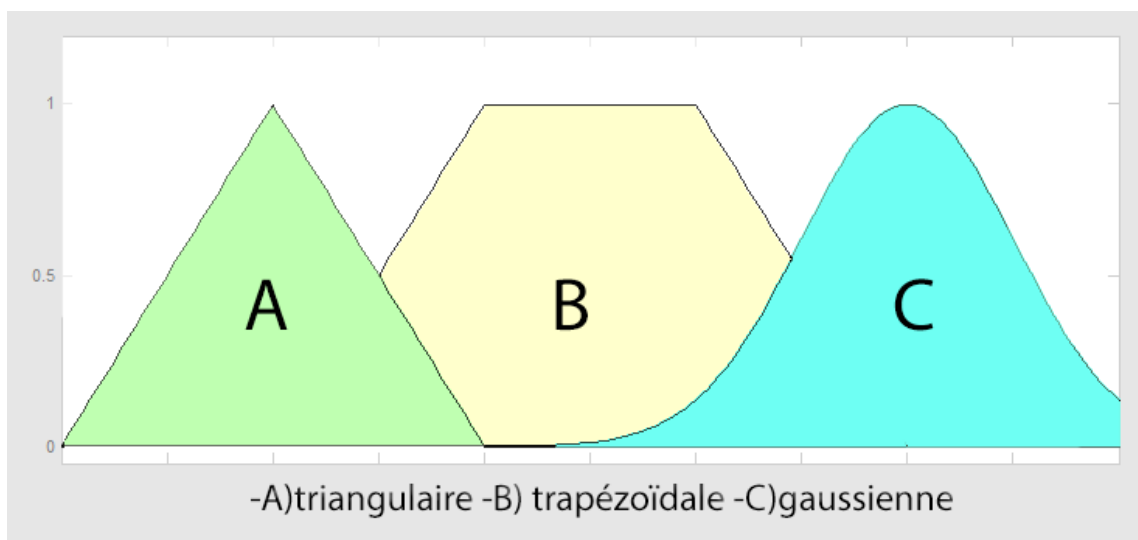


Figure IV. 1 : Différentes formes des fonctions d' appartenance

IV.6. Structure de base 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 [17].

La conception du contrôleur flou (FLC) passe par quatre principales étapes distinctes, comme le montre la figure IV. 2.

En se basant sur la structure de la commande logique floue décrite ci-dessous, on va procéder à son application à notre GADA pour le contrôle indépendant des puissances actives et réactives, où on aura deux régulateurs sur chacune des boucles, celles des puissances et des courants rotoriques, ce qui résulte en quatre régulateurs.

Les deux grandeurs les plus significatives pour analyser le comportement du système à savoir l'erreur E_p et sa variation dE_p sont choisies comme deux entrées du régulateur par logique floue (RLF).

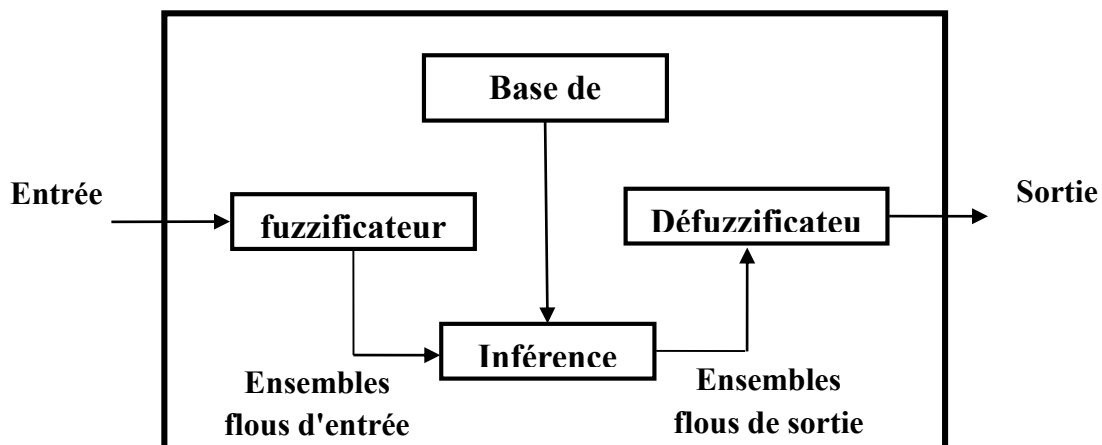


Figure IV. 2 : Structure de base d'une commande à logique floue [20].

La sortie est l'incrément du signal de commande à appliquer au système à commander dI_{qr} (figure IV. 3). Les entrées du RLF sont calculées à l'instant K de la manière suivante [17].

$$E_p(k) = P_{ref}(k) - P_s(k) \quad (4.1)$$

$$dE_p(k) = E_p(k) - E_p(k-1) \quad (4.2)$$

Le signal de commande I_{rq}^{ref} s'obtient après l'intégration de la sortie du RLF.

$$I_{rq}^{ref}(k) = I_{rq}^{ref}(k-1) + dI_{rq}^{ref}(k) \quad (4.3)$$

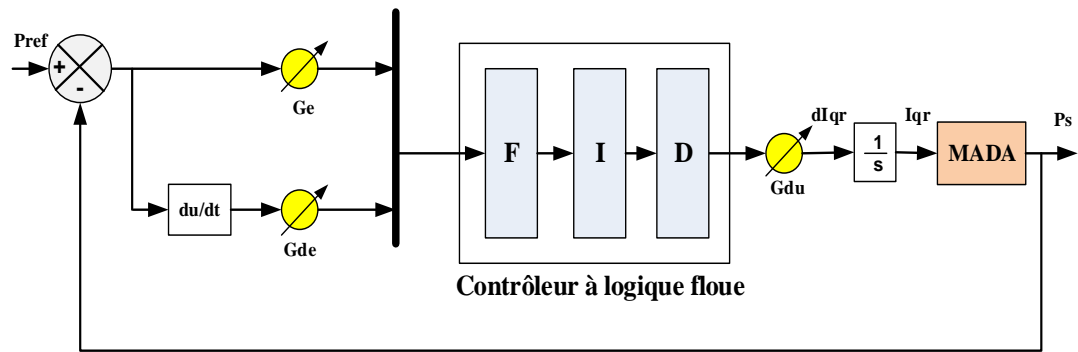


Figure IV. 3 : Schéma de principe de la commande d'une MADA.

Le même raisonnement et la même procédure s'applique à la boucle de puissance réactive où le signal de commande est le courant rotorique direct I_{rq}^{ref} .

Le régulateur flou représenté par la figure 5 est composé de :

- Les fonctions d'appartenance triangulaires et trapézoïdales, ce choix est dû à la simplicité de mise en œuvre;
- Un univers de discours normalisé;
- L'univers de discours est découpé en trois (réglage fin) pour les variables d'entrées et de sortie; une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler;
- L'implication de Mamdani pour l'inférence;
- La méthode du centre de gravité pour la défuzzification;

IV.6.1. Fuzzification

La fuzzification est l'opération qui consiste à affecter pour chaque entrée physique, un degré d'appartenance à chaque sous-ensemble flou. En d'autres termes c'est l'opération qui permet le passage du numérique (grandeurs physiques) au symbolique (variables floues).

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre la figure IV. 4 et IV. 5 :

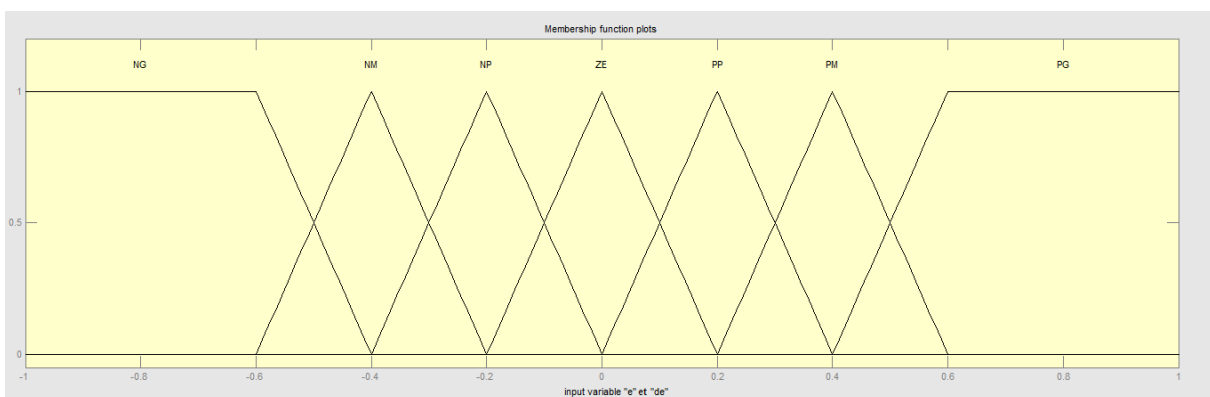


Figure IV. 4 : Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées E_p , dE_p .

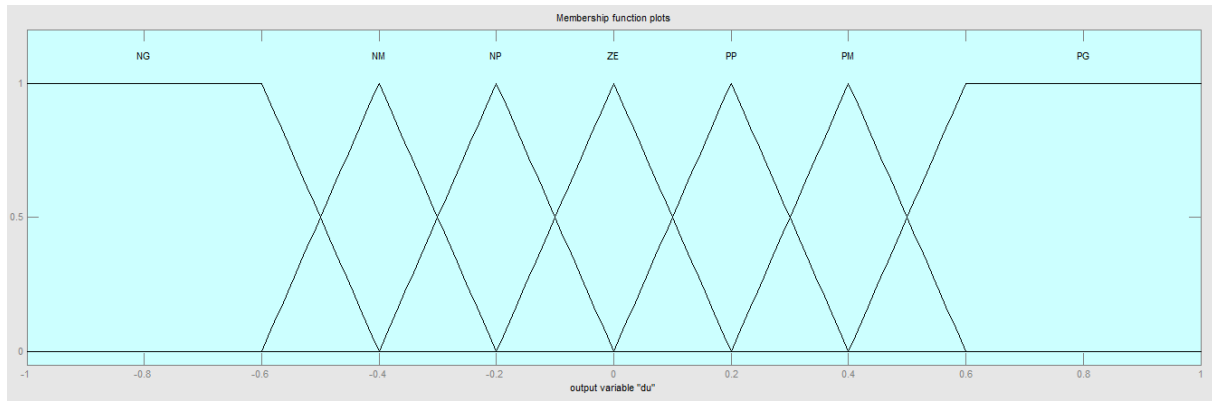


Figure IV. 5 : Fonctions d'appartenance pour la sortie du dl_{rq} du régulateur flou

Explicitons maintenant les notations des sous-ensembles flous utilisés pour "fuzzifier" les variables précédentes :

Symbole	Signification
NG	Négatif Grand
NM	Négatif Moyen
NP	Négatif Petit
ZE	Environ Zéro
PP	Positif Petit
PM	Positif Moyen
PG	Positif Grand

IV.6.2. Règles d'inférence floue

Les règles d'inférence peuvent être décrites de plusieurs façons, linguistiquement, symboliquement ou bien par matrice d'inférence, dans ce dernier cas, une matrice dite d'inférence rassemble toutes les règles d'inférence sous forme d'un tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées. L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle.

Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont: *Max-Produit*, *Somme-produit* et *Max-Min* (Implication de *Mamdani*), cette dernière méthode la plus utilisée à cause de sa simplicité, elle réalise l'opérateur "ET" par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "Min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction *Max*.

Comme nous l'avons mentionné auparavant, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède sept ensembles flous, ce qui donne un ensemble de Quarante-neuf règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante:

dI_{rq}		E						
		NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
dE	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
	NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
	ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
	PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
	PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Table.1: Matrice d'inférence du régulateur flou de puissance

IV.6.3. Defuzzification

Plusieurs stratégies de défuzzification existent. Les plus utilisées sont:

- **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 simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie (parfois on trouve deux valeurs maximales).

- **Méthode de la moyenne des maximums**

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

- **Méthode du centre de gravité**

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôleurs flous. Elle génère l'abscisse du centre de gravité de l'espace flou comme commande de sortie, l'abscisse de centre de gravité dI_{rq} peut être déterminé à l'aide de la relation suivante:

$$dI_{rq} = \frac{\sum \mu_{Ri}(I_{rqi})dI_{rqi}}{\sum \mu_{Ri}(I_{rqi})} \quad (4.4)$$

IV.7. Résultats de simulations

Après la synthèse de loi de commande par la logique floue type-1, on obtient le résultat suivant :

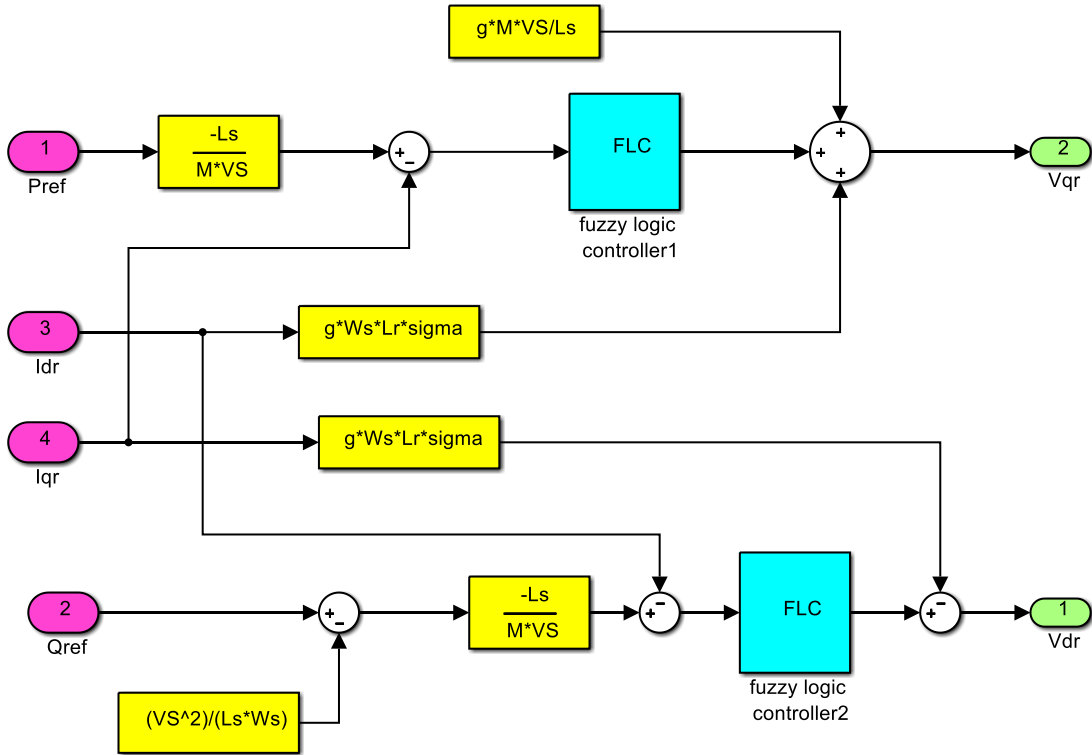


Figure IV. 6 : Schéma fonctionnel de la commande indirect en boucle ouverte.

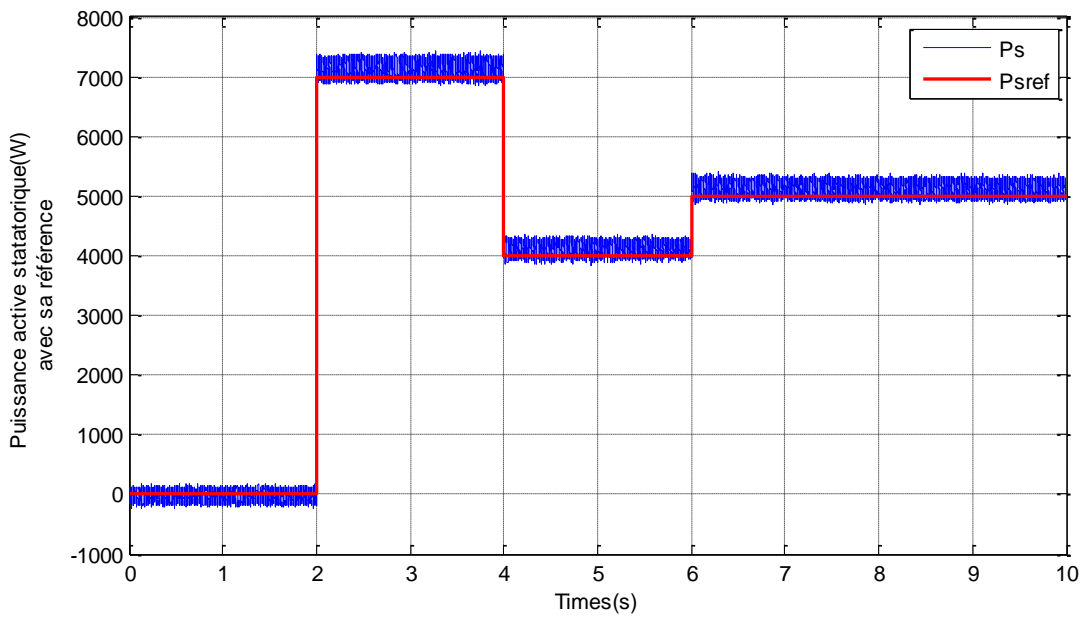


Figure IV. 7 : La puissance active statatorique.

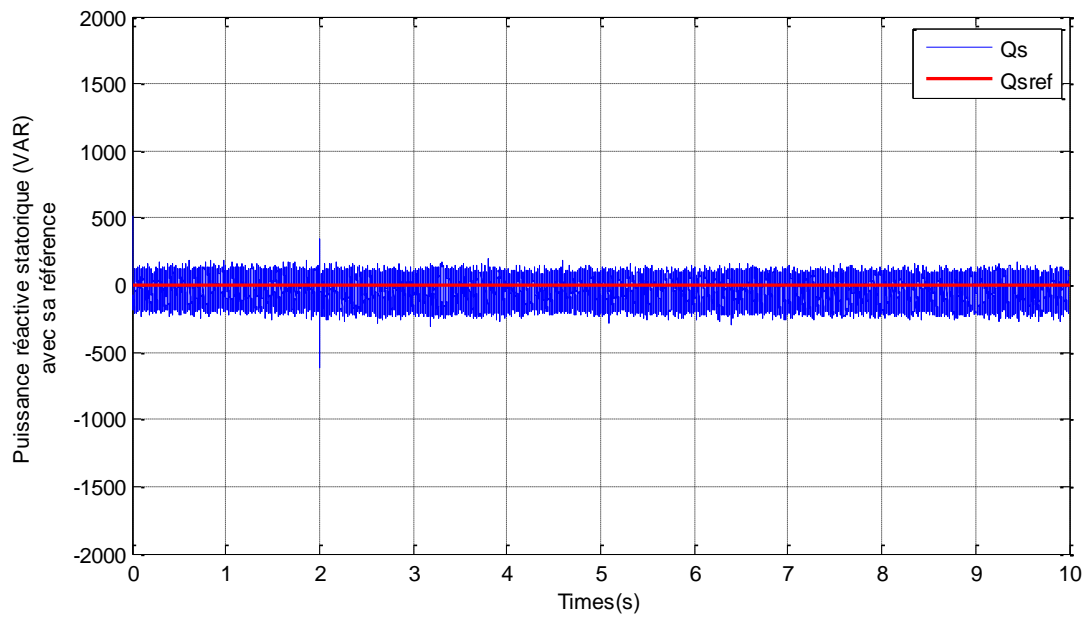


Figure IV. 8 : La puissance réactive statorique.

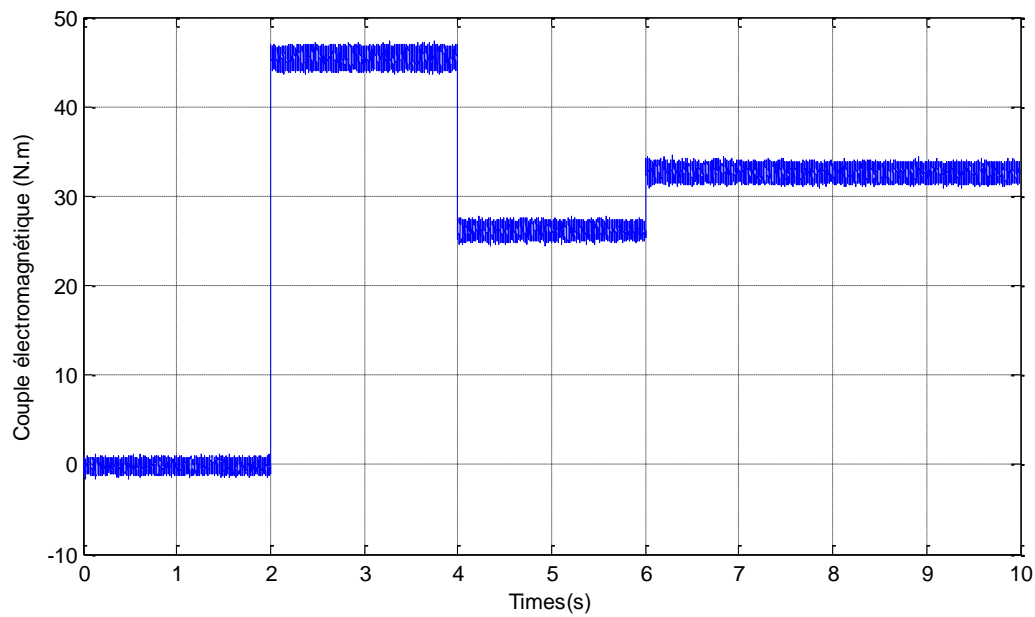


Figure IV. 9 : Couple électromagnétique

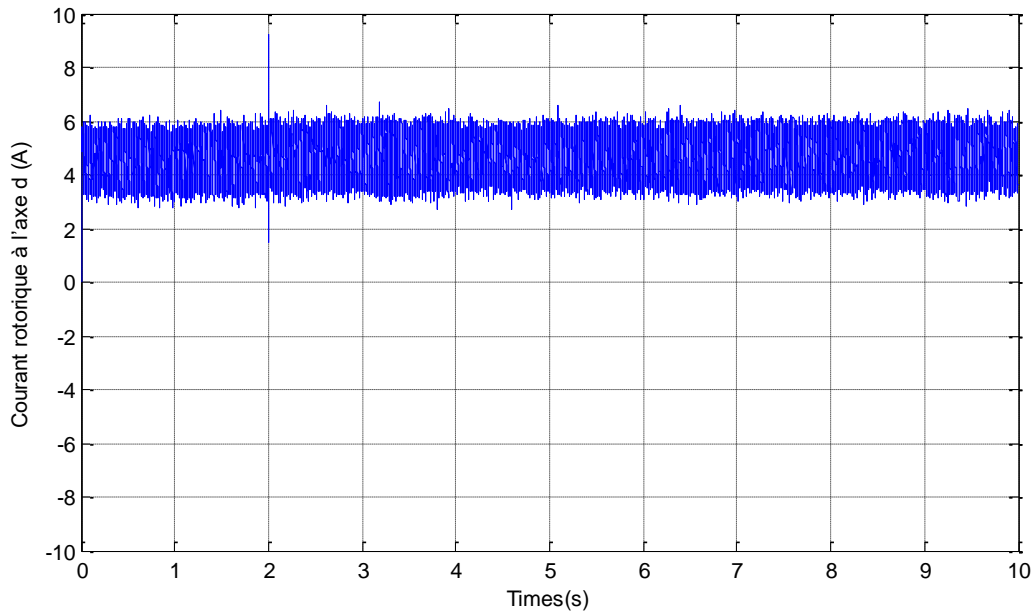


Figure IV. 10 : Courant rotorique à l'axe direct d (A).

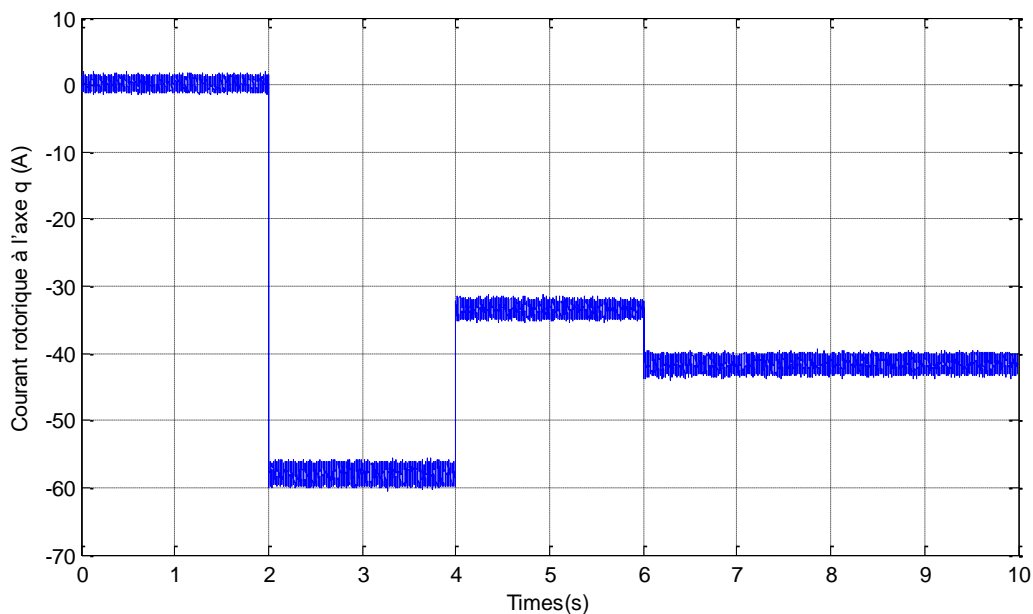
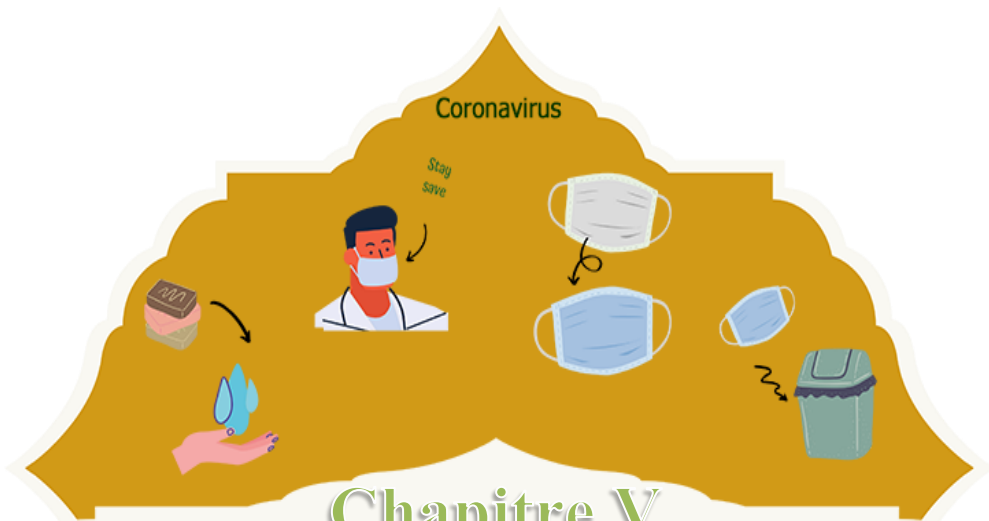


Figure IV. 11 : Courant rotorique à l'axe quadrature q (A).

A travers les résultats de simulation présentés par les figures (IV. 7,8,9,10,11), nous observons que les puissances actives et réactive statoriques suivent leurs valeurs de références. Au vu de ces résultats, une meilleure poursuite des références des puissances statoriques est obtenue avec le correcteur flou par rapport à celle du correcteur PI présenté au chapitre précédent. Les courbes montrent les performances du réglage flou pour la commande de la MADA. On remarque que les puissances actives et réactives mesurées suivent parfaitement leurs références et avec un découplage presque parfait entre les deux axes d et q au régime permanent. Les réponses sont sans dépassement, erreur statique presque nulle et avec un rejet de perturbation très rapide.

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons testé les régulateurs se basés sur la logique floue (flou, PI adaptatif par logique floue). nous avons analysé les réponses de ces régulateurs équipés pour la commande des puissances active et réactive au stator de la MADA. L'objectif est d'appliquer cette commande pour contrôler indépendamment des puissances actives et réactives générées par la machine asynchrone à double alimentation découplée par orientation du flux statorique. Les résultats de simulations numériques obtenus montrent l'intérêt croissant d'une telle commande dans les systèmes électriques. A travers les caractéristiques de réponse, on observe les bonnes performances de la poursuite en puissance est sans dépassement. Le découplage, la stabilité et sont assurés.



Chapitre V

Commande des puissances par logique
floue type-2 de la MADA

V.1. Introduction

Le concept des systèmes flous type-2 est basé sur les ensembles flous type-2. Ces derniers ont été introduits par Zadeh en 1975 comme extension du concept des ensembles flous ordinaires appelés ensembles flous type-1 [19]. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-à-dire, le degré d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est un ensemble flou dans $[0, 1]$. De tels ensembles peuvent être utilisés dans les situations où nous avons de l'incertitude sur les valeurs d'appartenance elles-mêmes. L'incertitude peut être soit dans la forme de la fonction d'appartenance ou dans l'un de ses paramètres.

Considérons la transition des ensembles ordinaires vers les ensembles flous. Lorsque nous ne pouvons pas déterminer le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1, on utilise les ensembles flous type-1. Similairement, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les fonctions d'appartenance floues par des nombres réels dans $[0, 1]$, on utilise alors les ensembles flous type-2. Ainsi, les ensembles flous type-1 peuvent être considérés comme une approximation du premier ordre de l'incertitude. Alors que les ensembles flous type-2 seront considérés comme approximation du deuxième ordre [20].

Ce chapitre sera consacré à la présentation des principes de base et le fondement théorique de la théorie de la logique floue type-2. et découvrez les différents types d'ensembles flous type-2. Une partie importante de ce chapitre sera consacrée à l'étude du bloc de traitement de sortie d'un système flou de type-2 qui présente une difficulté liée essentiellement à la nécessité de la réduction de type des ensembles résultants de l'inférence floue. A cet effet, une procédure algorithmique de réduction de type des ensembles flous type-2 intervalle, relativement facile à celle de réduction de type d'un système flou type-2 général.

V.2. Types d'ensembles flous type-2

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

V.2.1. Ensemble type-2 gaussien

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

V.2.2. Ensemble type-2 triangulaire

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

V.2.3. Ensemble type-2 intervalle

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0, 1]$. Dans ce cas, toutes les appartenances secondaires sont égales à 1. Notons que malgré chaque degré d'un ensemble type-2 intervalle est un ensemble ordinaire, l'ensemble lui-même est de type-2, parce que les degrés d'appartenance sont des ensembles et non pas des nombres ordinaires

Remarque:

En terme de calcul pour la réduction de type, les ensembles type-2 Gaussien et triangulaire nécessitent un grand effort de calcul. Ce qui crée un inconvénient pour une implémentation en temps réel devant la capacité limitée des calculateurs et des interfaces. Contrairement aux deux premiers ensembles flous, les type-2 intervalle sont moins gourmands en calcul, ce qui les avantage et justifie leurs choix pour les simulations et applications réelles.

Selon la forme des fonctions d'appartenance secondaire. Dans le cas où le degré d'appartenance de chaque point appartenant à un ensemble flou est uniforme (degré d'appartenance secondaire égal à 1) on parle d'un ensemble flou type-2 intervalle (cf. figure 2.5.).

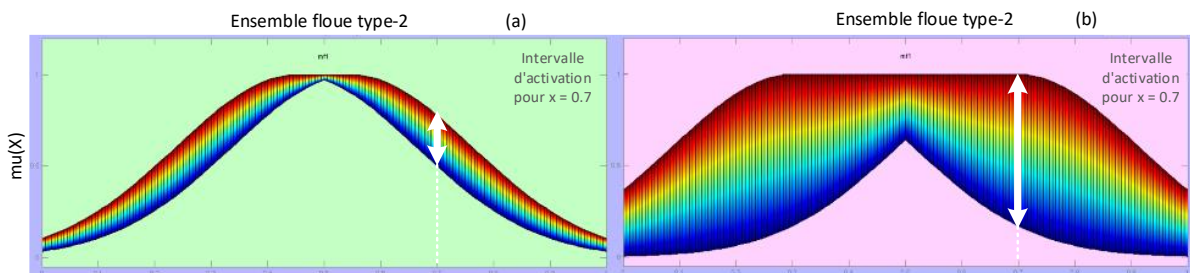


Figure V. 1 : Ensemble flou type-2 obtenu à partir d'un ensemble flou type-1 :

(a) variance incertaine, (b) moyenne incertaine.

V.3. Systèmes et contrôleurs flous type-2

Un système flou est dit de type-2, s'il inclut au moins un ensemble flou type-2 dans les fonctions d'appartenance définissant ses prémisses ou ses conséquences. L'inférence floue, dans ce type de système, conduit à l'obtention d'ensembles flous de sortie de type-2 [20].

La structure d'un système flou type-2 est très similaire à celle d'un système flou type1. Elle comporte un bloc de fuzzification, une base de règles et un mécanisme d'inférence. La seule différence est au niveau de la sortie. Dans le cas du type-2, le bloc de défuzzification est précédé d'un bloc réduction de type (cf. figure 2.6) [20].

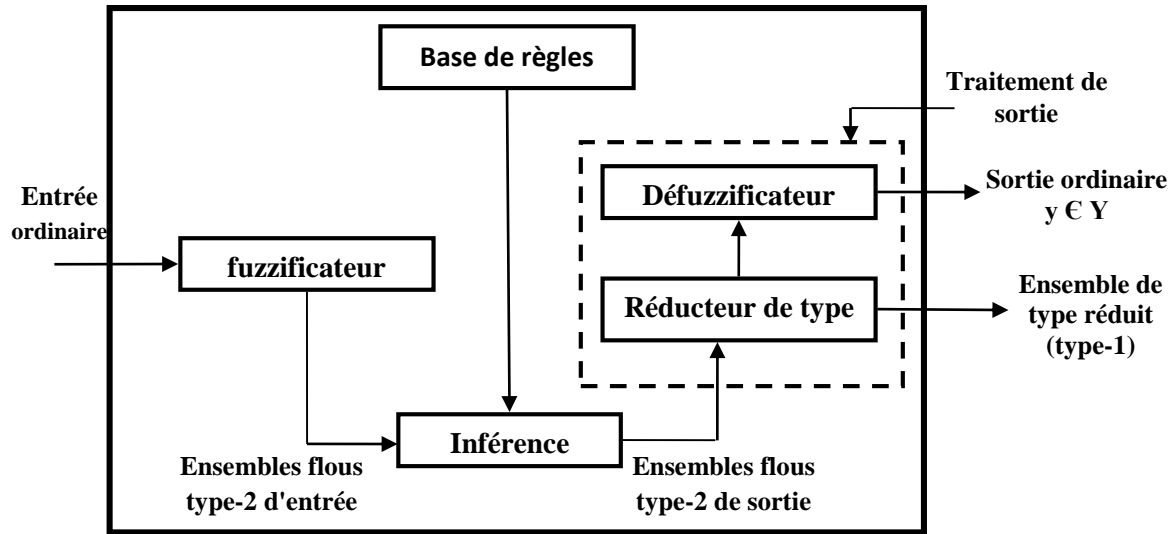


Figure V. 2 : Structure générale d'un contrôleur flou type -2.

V.4. Traitement de la sortie d'un système flou type-2

Les ensembles de sortie issus de chacune des règles d'un système flou type-2 sont de type-2. Cela est dû à l'utilisation de fonctions d'appartenance de ce type dans les prémisses et/ou dans les conséquences. Donc, pour calculer la sortie defuzzifiée dans ce cas, nous devons utiliser des versions étendues, moyennant le principe d'extension de Zadeh (annexe 2), des méthodes de defuzzification type-1.

L'opération de defuzzification type-1 permet d'obtenir une valeur numérique (ordinaire). Par contre, dans le cas des systèmes flous type-2, l'opération de defuzzification étendue permet d'obtenir, dans un premier temps, un ensemble flou de type-1. Cette opération qui transforme un ensemble flou type-2 à un ensemble flou type-1 s'appelle réduction de type. On appelle l'ensemble flou type-1 résultant : ensemble de type réduit. Enfin, l'ensemble flou de type réduit doit être defuzzifié pour obtenir un nombre ordinaire [18].

V.5. Réduction de type

Etant donné que la sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, son type doit être réduit avant l'étape de défuzzification pour qu'on puisse l'utiliser afin de générer une sortie réelle. C'est la principale différence structurelle entre les systèmes flous type-1 et ceux de type-2.

L'expression de l'ensemble flou type réduit par la méthode des centres d'ensembles est donnée par [21]:

$$Y_{cos}(Y^1 \dots Y^M, F^1 \dots F^M) = \int_{y^1} \dots \int_{y^k} \int_{f^1} \dots \int_{f^k} \tau_{l=i}^k \mu_{Y^l}(y^l) * \tau_{l=i}^k \mu_{F^l}(f^l) / \frac{\sum_{l=1}^N f^l y^l}{\sum_{l=1}^N f^l} \quad (5.1)$$

Où τ et $*$ indiquent les t-norme choisies, $y^l \in Y^l = C_{\widetilde{G}^l}$ le centroïde du 1^{ème} ensemble flou conséquent type-2 et $f^l \in F^l(x) = \prod_{i=1}^n \mu_{\widetilde{F}^l_i}(x_i)$ le degré d'activation associé à la 1^{ème} règle pour $l = 1, 2, \dots, k$.

Puisque les ensembles flous utilisés sont type-2 intervalle, alors chaque Y^l et F^l est un ensemble type-1 intervalle, ce qui se traduit par : $\mu_{Y^l}(y^l) = \mu_{F^l}(f^l) = 1$.

L'équation de la méthode du centre de gravité pour type-1 peut être réécrite :

$$Y_{cos}(Y^1 \dots Y^M, F^1 \dots F^M) = \int_{y^1} \dots \int_{y^k} \int_{f^1} \dots 1 / \frac{\sum_{i=1}^N f^i y^i}{\sum_{i=1}^N f^i} \quad (5.2)$$

Aussi, étant donné que chaque ensemble dans l'équation (5.2) est un ensemble type-1 intervalle, alors $Y_{cos}(Y^1 \dots Y^M, F^1 \dots F^M)$ est aussi un ensemble type-1 intervalle et donc son domaine est un intervalle situé sur l'axe des réels :

$$Y_{cos}(Y^1 \dots Y^M, F^1 \dots F^M) = [y_l, y_r] \quad (5.3)$$

V.6. Application de la logique floue type-2

Pour le contrôle des puissances active et réactive de la MADA par Le contrôleur flou de type-2, on aura besoin à deux entrée dont la structure représentée par la figure V. 3 :

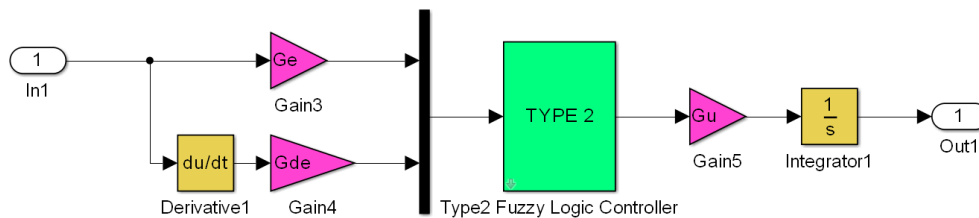


Figure V. 3 : Structure d'un contrôleur à logique floue type-2.

On accède à la fenêtre principale du «FIS Editor» par une instruction sur la ligne de commande MATLAB: » fuzzy2

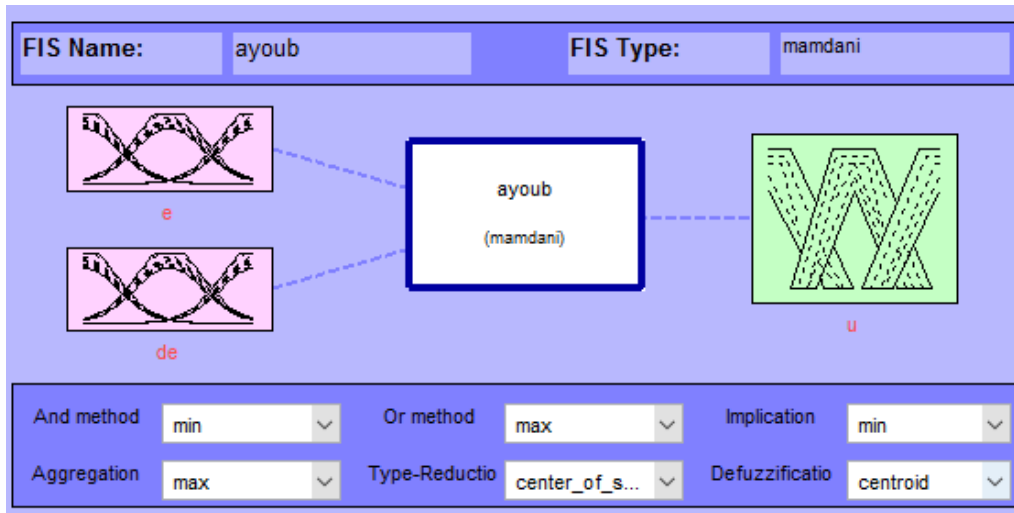


Figure V. 4 : Fenêtre principale de l'éditeur de logique floue Type-2.

Les fonctions d'appartenance sont définies par des formes gaussiennes

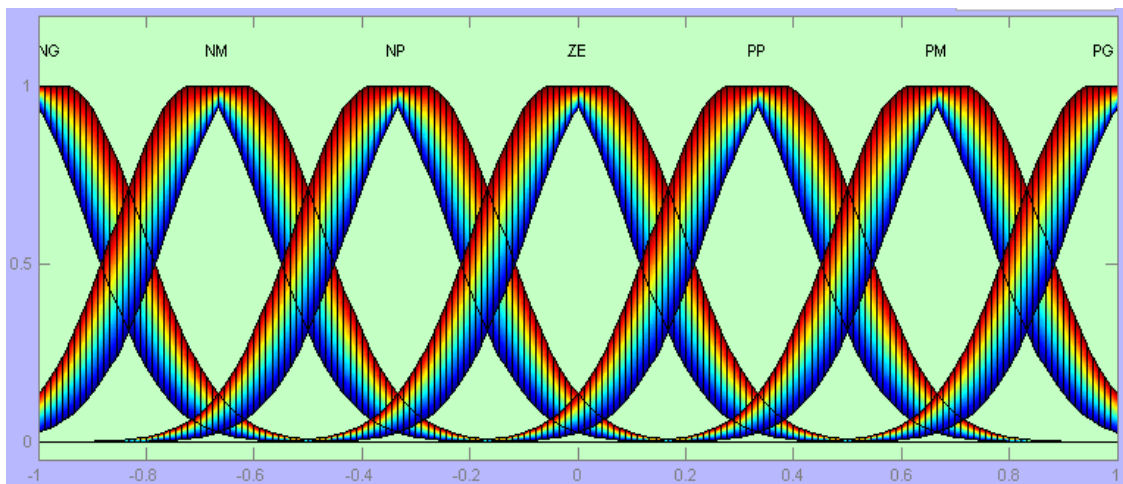


Figure V. 5 : Fonctions d'appartenance floues type-2 de l'erreur et la variation de l'erreur et pour la sortie du.

Le tableau des règles pour le type 2 restera exactement le même que pour le type 1 (Table.1).

Il est intéressant de voir l'ensemble des décisions en fonction de chacune des variables avec notre système d'inférence flou type-2. La figure V.6 suivante montre la surface de contrôle générée par les variables de sortie et entrée en logique flou type-2.

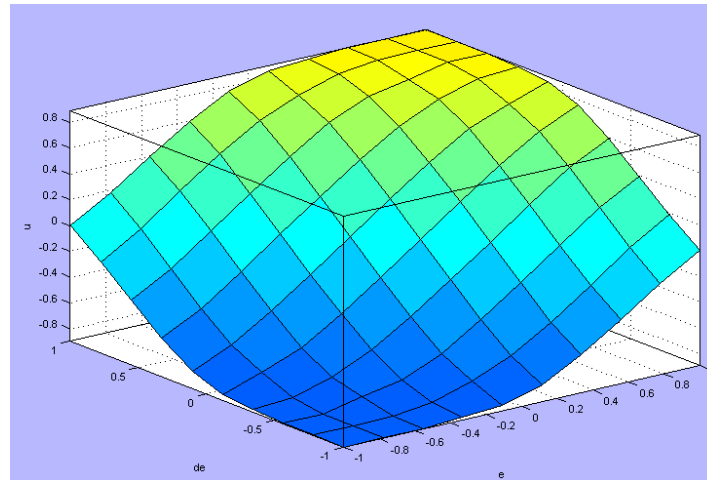


Figure V. 6 : Ensemble des décisions d'un système flou type-2.

V.7. Résultats de simulations

Dans notre simulation, La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle ($Q_s=0$ VAR) pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau.

La consigne d'une puissance active $P_s = 0$ KW entre $[t=0s \rightarrow t=2s]$ et $P_s = 7$ KW entre $[t=2s \rightarrow t=4s]$.

Les figures (V.7, V.8, V.9, V.10, V.11) représentent respectivement les résultats de simulation de la commande puissances indirecte par logique floue type-2 de la machine asynchrone à double alimentation.

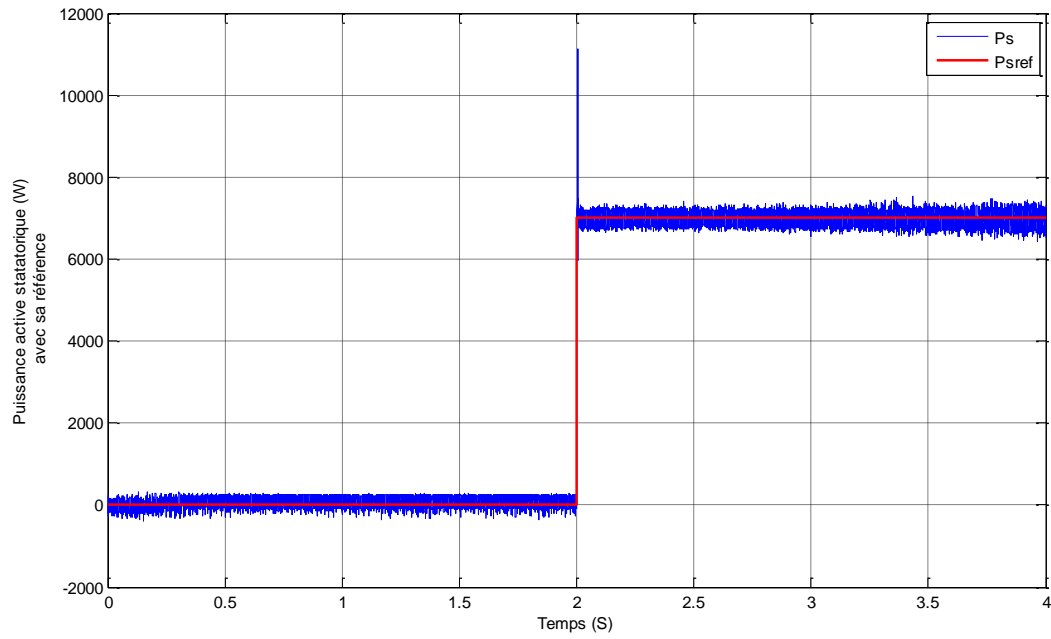


Figure V. 7 : La puissance active statatorique.

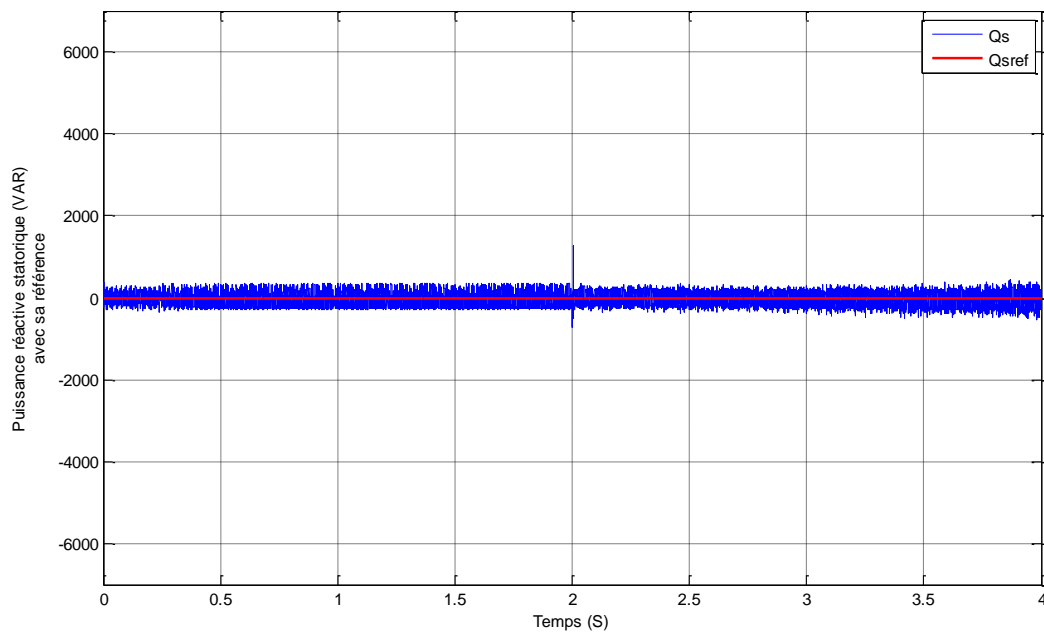


Figure V. 8 : La puissance réactive statatorique.

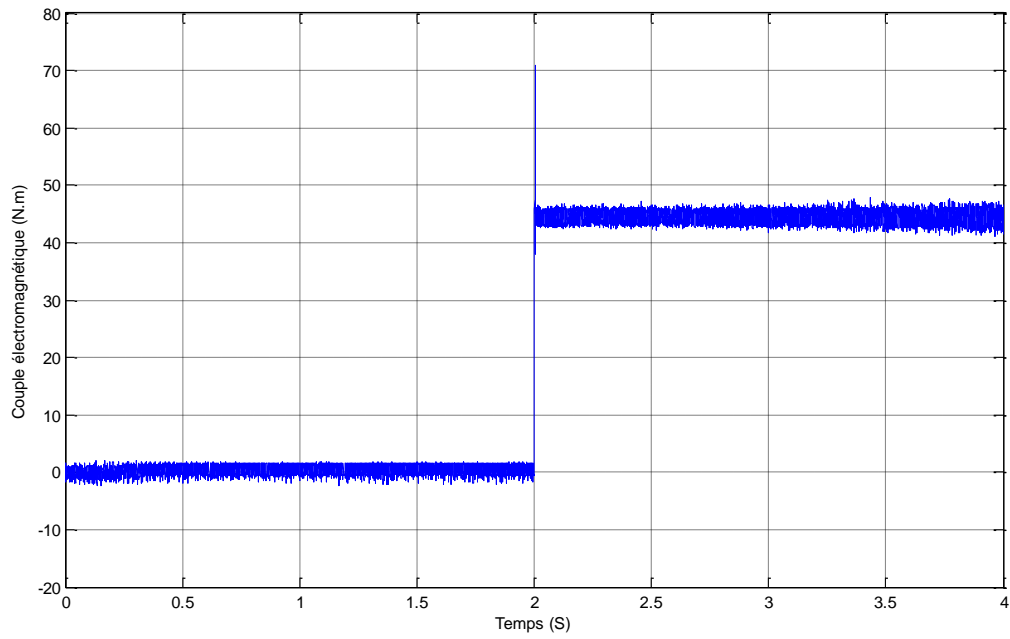


Figure V. 9 : Couple électromagnétique

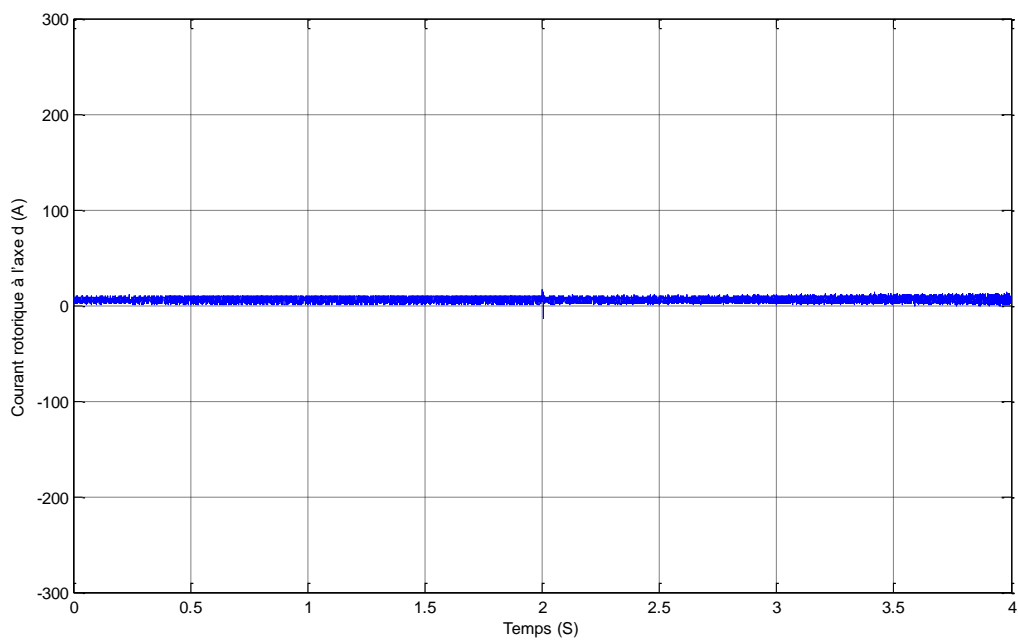


Figure V. 10 : Courant rotorique à l'axe direct d (A).

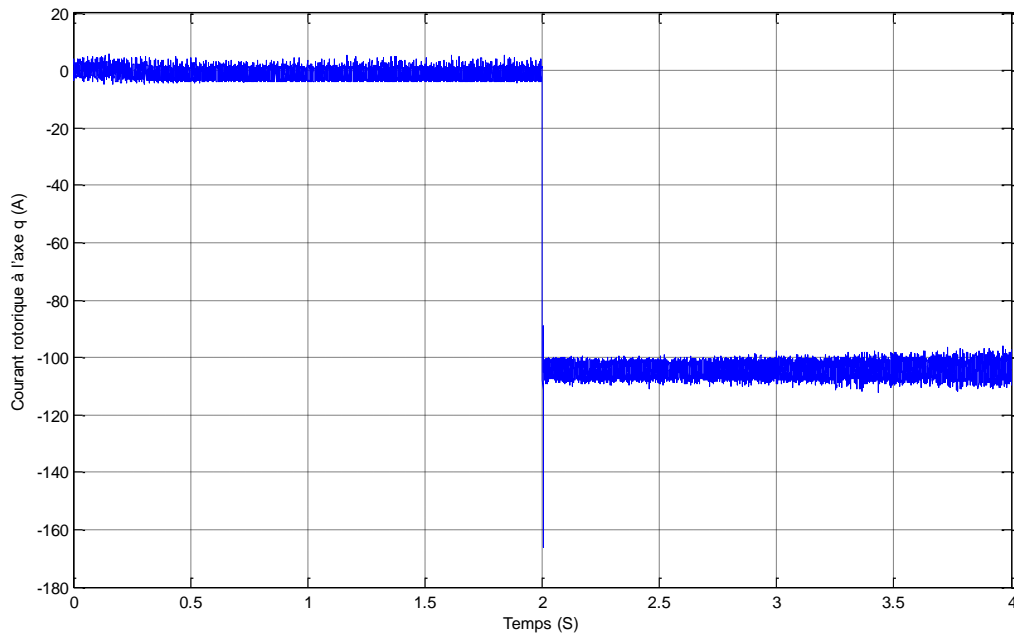


Figure V. 11 : Courant rotorique à l'axe quadrature q (A).

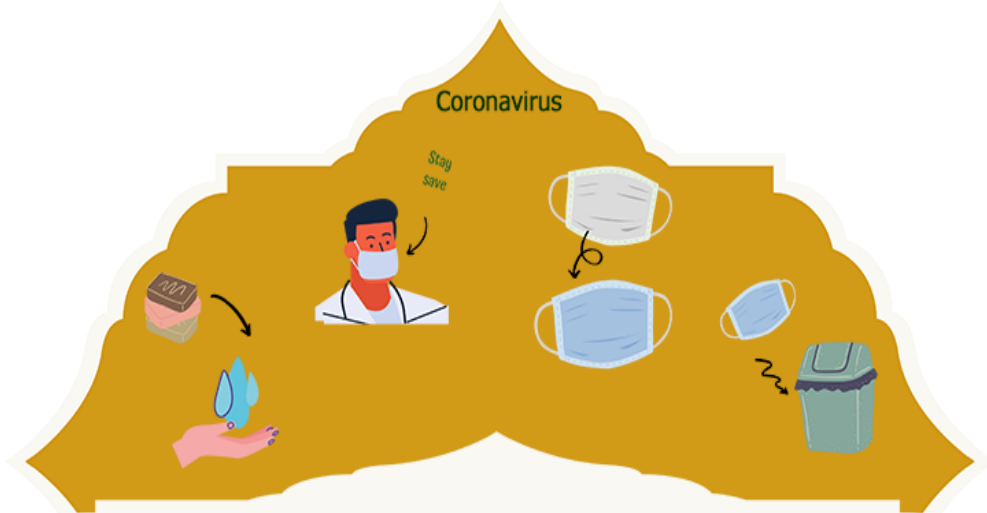
D'après ces résultats de simulation on peut clairement remarquer que le contrôleur flou type-2 est un très bon choix.

V.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la théorie de base de la logique floue de type-2 où plusieurs points ont été traités: définitions, propriétés, types et relations des ensembles flous, structure d'un contrôleur flou type -2, systèmes flous de type-2 intervalle et finalement nous avons donné une application commande des puissances par logique floue type-2 de La MADA.

Les résultats de simulation montre que la commande par logique floue type-2 présente une bonne poursuite et robustesse par rapport la commande PI et la commande FLC type-1.

Coronavirus



CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Ce mémoire traite la commande des puissances par logique floue application à la machine asynchrone à double alimentation. C'est dans cet entendement qu'a été réalisé ce travail. En effet, l'objectif principal de ce mémoire est la réalisation de la commande des puissances par logique floue.

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à une étude générale de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), ses applications, ses modes de fonctionnement et ses avantages et inconvénients.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté la modélisation de la MADA. En effet, la mise en équation des différentes grandeurs caractérisant la machine étudiée, nous a permis d'établir un modèle mathématique équivalent dont la complexité a été réduite en basant sur certaines hypothèses simplificatrices. Les résultats de simulation de ce modèle sur MATLAB/SIMULINK nous confirment la non linéarité du modèle de la MADA et le forte couplage qui existe entre les puissances active et réactive statoriques de cette dernière.

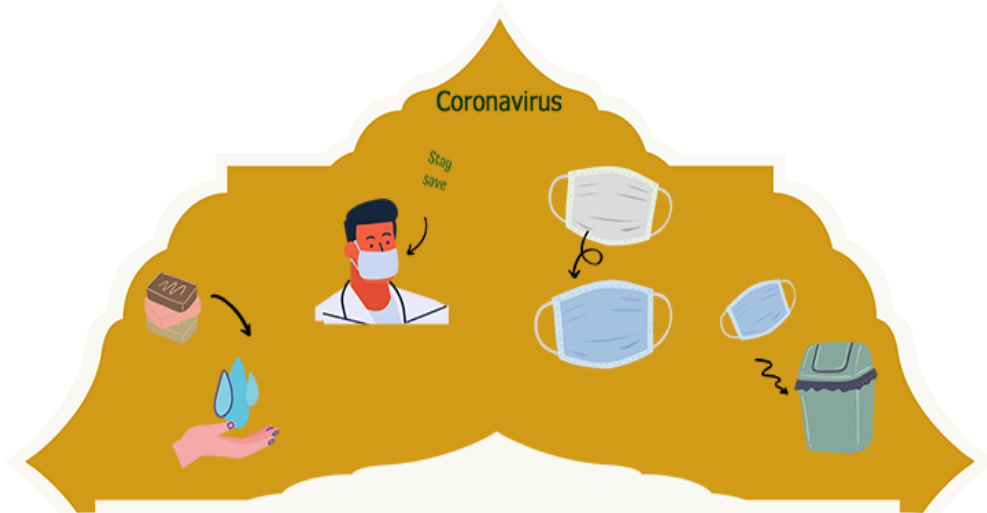
En suite, nous avons consacré le troisième chapitre à l'utilisation d'une commande vectorielle à orientation du flux statorique. qui permet de découpler le modèle de la MADA afin de contrôler l'échange des puissances active et réactive entre la MADA et le réseau. Une méthode a été envisagée: la commande indirecte à base des régulateurs PI

Dans le quatrième et cinquième chapitres de ce mémoire, à savoir la commande par la logique. Cette méthode ont permis de contourner le problème de la variation des paramètres du système et assurent une commande plus adaptée à ces changements paramétriques, en exploitant les connaissances de l'expert humain.

Les résultats obtenus pour commande des puissances d'une machine asynchrone par l'application de régulateur flou type-1 ainsi de régulateur flou type-2 de Mamdani ont montré des performances élevées.

En ce qui concerne la logique floue, les systèmes d'inférence flous ont une capacité descriptive élevée due à l'utilisation des variables linguistiques. Pour la commande de la MADA, les résultats de simulation présentés montrent que les performances de cette approche surpassent la commande vectorielle à cause de la rapidité de sa dynamique et sa robustesse.

Coronavirus

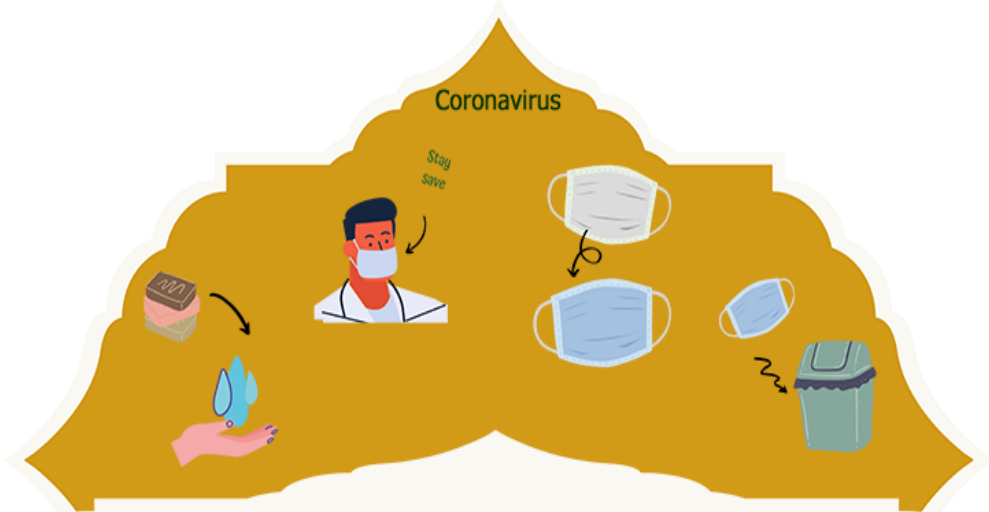


REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE

- [1] **R. ABDESSEMED**, « Modélisation des Machines Electriques », Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [2] **B. François**, « Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur », Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse, France, 2008.
- [3] **A. Allali**, « Application des techniques avancées pour le contrôle de la Machineasynchrone Doublement Alimentée », mémoire de magister université Djilali liables, sidi belAbbes, Algérie, 2013.
- [4] **S. AMEZIANE**, « Implantation expérimentale de la MPPT pour un système de génération hybride solaire-éolien » ; Mémoire de magister en électrotechnique, Université de Batna, 2009.
- [5] **F. POITIERS**, « Étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne »; Thèse de doctorat en génie électrique, Ecole polytechnique de l'Université de Nantes, 2003.
- [6] **P. E. VIDAL**, « Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation »; Thèse de doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.
- [7] **G. MOURAD**, «Étude d'éolienne à vitesse variable basée sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) », mémoire de magister université Abdelhamid Ben Badis, Mostaganem, 2011.
- [8] **N. ZERARI**, « Les Algorithmes Génétiques en Maintenance », Mémoire de Magister en Génie Industriel, Université de Batna, Algérie, 2006.
- [9] **X. Zheng et D. Guo**, « Study on the Connection of DFIG to Grid Based on Doublevector PWM », IEEE International Conference on Electrical and Control Engineering, 2010.
- [10] **H. Tamrabet**, «Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une MAS», Mémoire de Magister option électronique de puissance, Université de Batna, Algérie, 2006.
- [11] **R. RIYADH**, « Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée », Thèse doctorat, Université de Batna, 2016.
- [12] **C. Naim**, « Etude d'une Chaîne de Conversion de l'Energie Eolienne », Thèse doctorat, Université des Frères Mentouri de Constantine, 2018.
- [13] **S. Metatla**, « Optimisation et régulation des puissances d'une éolienne à base d'une MADA », Ecole nationale supérieure polytechnique, 2009.
- [14] **K. Hamouda**, « Modélisation et commande vectorielle d'un système éolien basé sur un générateur asynchrone à double alimentation », Mémoire de Master en Physique Energétique, Université d'Adrar, 2013.
- [15] **R. SADAOUI**, « Analyse et Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation », Mémoire présenté à l'Université du Québec à trois-rivières, Canada, 2017.
- [16] **J. Godjevac**, « Idées Nettes sur la Logique Floue » Collection Informatique, Première Edition, Press Polytechnique et Université Romandes, Lausanne, Suisse, 1999.

- [17] **Y. Djeriri** et **Z. Boudjema**, « Commande robuste par la logique floue et les réseaux de neurones artificiels de la GADA : étude comparative », Revue des Energies Renouvelables, 2017.
- [18] **M. Ider**, « Contrôle/commande par logique floue d'un groupe de robots mobiles pour une navigation en convoi », MASTER STIC : Informatique MSIR, université blaise Pascal, France, 2010.
- [19] **L. A. Zadeh**, « The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning-1, 'Information sciences' », vol. 8, pp. 199 – 249, 1975.
- [20] **N. N. Karnik** et **J. M. Mendel**, « Type-2 fuzzy logic systems, 'IEEE transactions on fuzzy systems' », vol. 7, no. 6, 1999.
- [21] **H. Abdelhakim**, « Commande Adaptative Floue Type-2 d'un bras Manipulateur », mémoire de magistère en électronique option robotique, Université de Batna, 2012.
- [22] **H. Bennani**, «MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION (Les lois de commande en régime permanent) », Mémoire M.Sc, Canada, 2011.
- [23] **A. Boyette**, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de Doctorat de l'université Nancy-I, France, 2006.

Coronavirus



ANNEXE

Paramètres de la MADA utilisée dans la simulation

Paramètre	Grandeur (Unité)	Valeur
Grandeurs mécaniques		
Puissance mécanique	$P_m(KW)$	1.5
Vitesse nominale	$N_n(Tr/min)$	1450
Vitesse de base	$N_b(Tr/min)$	1500
Nombre de paires de pôles	P	2
Inertie	$J(Kg.m^2)$	0.01
Coefficient de frottements visqueux à vide	$f_0(N.m.s/rad)$	0.0027
Grandeurs électriques		
Couplage stator	étoile	
Couplage rotor	étoile	
Fréquence statorique nominale	$f_{sn}(Hz)$	50
Fréquence rotorique nominale	$F_{rn}(Hz)$	50
Tension simple stator nominale	$V_{sn}(V)$	220
Tension simple rotor nominale	$V_{rn}(V)$	130
Courant de ligne stator nominal	$I_{sn}(A)$	4.3
Courant de ligne rotor nominal	$I_{rn}(A)$	4.5
Résistance d'enroulement du stator	$R_s(\Omega)$	1.75
Résistance d'enroulement du rotor	$R_r(\Omega)$	1.68
Inductance cyclique du stator	$L_s(H)$	0.295
Inductance cyclique du rotor	$L_r(H)$	0.104
Mutuelle inductance cyclique	$M(H)$	0.165

Résumé:

Ce mémoire présente la commande des puissances application à la machine asynchrone à double alimentation (MADA), Donc dans ce travail, on s'intéresse particulièrement à l'application de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux statorique à la MADA, trois structures de commande ont été présenté qui sont régulateur PI et régulateurs flou type-1, type-2. Les résultats de simulation par Matlab seront présentés, ils ont montrés l'efficacité du régulateur flou type-2 para port les autres commandes.

Mots clés : Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) – Commande vectorielle-Logique floue.

Abstract:

This paper presents a power control of the doubly fed induction machine (DFIM), we are particularly interested in the application of indirect vector control by stator field orientation of DFIM, three control structures have been presented that are PI controller and fuzzy controllers Type-1, Type-2. The simulation results will be presented by Matlab , they have shown the effectiveness of the fuzzy controller Type -2.

Key words: Doubly Fed Induction Machine (DFIM) - Control by Field Oriented - Fuzzy logic.

ملخص :

لقد قمنا في هذه المذكرة بدراسة التحكم في القوى للماكنة اللاتزامنية ثنائية التغذية. لذلك في هذا العمل قمنا بتطبيق التحكم الإشعاع الغير المباشر عبر التدفق الموجه بتوجيه تدفق الجزء الساكن للماكنة. ثلاثة طرق لتحكم في هذا النظام تم تقديمها: متحكم PI ومتحكم غامض نوع 1، نوع 2. بعد الدراسة و المحاكاة بواسطة Matlab أظهرت النتائج فعالية المتحكم الغامض من النوع 2 بالنسبة لباقي التقنيات الأخرى.

كلمات مفتاحية: ماكنة اللاتزامنية ثنائية التغذية - تقنية التدفق الموجه - المنطق الغامض.