

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعة عبد الحميد ابن باديس مستغانم

Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem

كلية العلوم والتكنولوجيا

Faculté des Sciences et de la Technologie

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



N° d'ordre : M...../GE/2024

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES
DE MASTER ACADEMIQUE

Filière : Électrotechnique

Spécialité : Energies Renouvelables

Intitulé du sujet

**Commande des puissances par la logique floue de la
Machine Asynchrone Double Alimentation**

Présenté par :

- KADDOUR ASSIA
- IKHLEF AMINA

Soutenu le 26 / 06 / 2024 devant jury composé de :

Présidente :	Mme F. BOUTLILIS	MCA	Université de Mostaganem
Examineur :	Mr. B BENBAKHTI	MCB	Université de Mostaganem
Encadreur :	Mr. M.A. KOUADRIA	MCB	Université de Mostaganem

Année Universitaire 2023/2024

Remerciements

Au terme de ce travail, nous devons remercier tout d'abord dieu qui nous a donné la force et le courage de suivre nos études et d'arriver à ce stade et à nos parents qui nous ont beaucoup soutenus pendant tous le long de notre parcours.

Un grand merci à mon encadreur Dr. KOVADRIA qui nous a beaucoup aidé, soutenu et nous a permis d'arriver à ce niveau-là et pour ses excellents conseils et surtout pour son temps passé avec nous et sa patience, sans lui on n'aurait pas pu réaliser ce modeste travail et pour sa confiance en nous.

Nous tenons aussi à remercier les membres de jury qui nous ont fait honneur d'examiner ce travail.

Enfin, nous renouvelons nos remerciements à ceux qui nous ont aidés de près ou de loin pour réaliser ce travail sans oublier les enseignants qui ont contribués à notre formation.

Dédicaces

Tout d'abord, Merci Allah de m'avoir donné la capacité d'écrire et de réfléchir, la patience d'aller jusqu'au bout du rêve J'ai l'honneur de dédier ce modeste travail :

A ma mère celle qui m'a donné la vie, le symbole de tendresse qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite.

A mon père, école de mon enfance, qui a été mon ombre durant toutes les années des études et qui a veillé tout au long de ma vie à m'encourager, à me donner l'aide et à me protéger.

A mes frères Hatem, Abdelillah à ramz elldine, je vous souhaite un avenir plein de joie de bonheur de réussite et de sérénités, je vous exprime à travers ce travail mes sentiments de fraternité et d'amour.

A tous les membres de ma famille, petite et grande.

A mes chers ami(e)s : fatma , khaïra et à mon binôme Amina , à mes chers camarades de ER.

A mon encadreur Dr. KOUADRIA.

KADDOURASSIA

Dédicaces

Tout d'abord, je rends grâce à Allah pour toutes sa bénédiction est la grâce de la réussite.

Je dédie cet ouvrage

A celui que dieu a couronné de prestige et de révérence, a celui dont je porte le nom avec fierté J'espère que dieu aura pitié de toi et t'acceptera parmi les martyrs Et tes paroles resteront des étoiles qui guide-moi aujourd'hui, demain et pour toujours.

Mon cher père, dieu ait pitié de toi

A mon ange dans la vie ... Au sourire de la vie et au secret de l'existence.

Ma chère mère

A mes frères qui ont eu une grande influence sur de nombreux obstacles et difficultés.

A mon mari, mon soutien et compagnon.

A tous nos estimes professeurs.

A tous mes amis, avec qui J'ai passé les plus beaux jours et vécu les meilleurs souvenirs.

IKHLEF AMINA

ملخص

هذه المذكرة تخص دراسة مكنة مضاعفة التغذية حيث أخذنا بالاعتبار في المرحلة الاولى تكوينها عامة ثم تطرقنا الى مبدأ التشغيل أنواعها المختلفة ثم قمنا بالتمثيل في معلم بارك و المحاكات, حيث أبرزت ، نتائج المحاكاة الاقتران بين العزم الكهرومغناطيسي و التدفق. إن طريقة التحكم بتوجيه التدفق المغذاة بواسطة موج للتيار الكهربائي و باستعمال الضابط التقليدي PI تتميز بعدة سلبيات مثل الحساسية لارتبايات و تغيرات متغيرات الالة . لتحسين اداء هذا النظام قمنا بتطبيق عدة تقنيات ضبط قوية كالمنطق الغامض ، النمط الانزلاقي و النمط الانزلاقي الغامض أظهر المنظم الغامض متانة فائقة مقارنة بمنظم يتعلق بوقت بدء التشغيل على الأقل والذي يتمتع بميزة كبيرة للمنظم الضبابي .

المفاتيح: PI- مكنة اللاتزامنية ثنائية التغذية - تقنية التدفق الموجه - المنطق الغامض.

Résumé

Ce mémoire concerne particulièrement la machine asynchrone à double alimentation. On s'intéresse d'abord à l'état de l'art de cette machine à travers lequel on présente sa constitution, ses différents types et son principe de fonctionnement. Puis, la modélisation dans le repère de Park est développée et simulée. Les résultats de simulations réalisés montrent le couplage entre le couple et le flux. Après, La commande vectorielle de la machine asynchrone, alimentée par un onduleur de tension, utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. A la fin, Le régulateur flou a démontré une robustesse supérieure par rapport au régulateur PI vis-à-vis au moins le temps de démarrage qui présente un avantage important pour le régulateur flou.

Mots clés : PI-Machine asynchrone double alimentée MADA- commande vectorielle-Logique floue.

Abstract

This memory concerns particularly the double-fed induction machine. We interested first at the state of the art of the machine through which we present its constitution, different types and operating principle. There, modeling in the landmark Park is developed and simulated. The results of simulations carried out show the coupling between the torque and flux. To ensure, Field oriented control of the induction machine supplied with voltage source inverters, using PI controllers presents some drawbacks such as the sensitivity to parametric uncertainties of the machine and their variations. In the end, The fuzzy regulator has demonstrated superior robustness compared to the PI regulator with respect to at least start-up time which has a significant advantage for the fuzzy regulator.

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

Notations et symboles utilisés

I) Notations

Abréviation	Désignation
MATLAB	MAtrix LABoratory (Logiciel de simulation numérique)
MADA	Machine Asynchrone Doublement Alimentée
GADA	Génératrice Asynchrone Doublement Alimentée
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel Intégral
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
FTBF	Fonction de Transfert en boucle Fermée
RLF	Régulateur Logique Floue
FLC	Fuzzy logic Control

II) Symboles

Symbole	Désignation
A, B, C	Trois phases du stator
a, b, c	Trois phase de rotor
(d, q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
C_{em}	Couple électromagnétique de la machine [Nm]
f	Fréquence des grandeurs statoriques [Hz]
f_r	Fréquence des grandeurs rotoriques [Hz]
f_e	Fréquence de la porteuse
g	Glissement de la MADA
I_A	Courant de phase A
I_B	Courant de phase B
I_C	Courant de phase C
I_r	Courant rotorique [A]
I_s	Courant statorique [A]
I_{sd}, I_{sq}	Courant stator instantanés selon l'axes (d, q)
I_{rd}, I_{rq}	Courant rotor instantanés selon l'axe (d,q)
J	Moment d'inertie total [Kg.m ²]
K_p	Gain de l'action proportionnelle
K_i	Gain de l'action intégrale
l_s	Inductance propre d'une phase statorique [H]

l_r	Inductance propre d'une phase rotorique [H]
L_s	Inductance cyclique du stator [H]
L_r	Inductance cyclique du rotor [H]
M	Inductance cyclique mutuelle [H]
m_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques [H]
m_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques [H]
M_{sr}	Mutuelle inductance [H]
N_s	Vitesse de synchronisme [tr/mn]
N_r	Vitesse de rotation du rotor [tr/mn]
p	Nombre de paire de pôles
P_s	Puissance statorique de la MADA
P_R	Puissance rotorique de la MADA
R_s	Résistance des enroulements statoriques [ohm]
R_r	Résistance des enroulements rotoriques [ohm]
V_s	Tension statorique
V_r	Tension rotorique
V_{sq}, V_{sd}	Tension stator instantanées selon l'axe (d, q)
V_{rd}, V_{rq}	Tension rotor instantanées selon l'axe (d, q)
S	Opérateur dérivée de Laplace d/dt
ω_s, Ω_s	Vitesse de synchronisme de la MADA [rad/s]
ω_r, Ω_r	Vitesse de rotation du rotor de la MADA [rad/s]
Γ_e	Couple électromagnétique [Nm]
Φ_s	Flux principal statorique [Wb]
Φ_r	Flux principal rotorique [Wb]
Φ_{rd}	Flux stator instantanés selon l'axe (d,q)
Φ_{rq}	Flux rotor instantanés selon l'axe (d,q)
ξ	Coefficient d'amortissement
ω_n	Pulsation naturelle
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances statorique
$[L_{rr}]$	Matrice des inductances statorique
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles du couplage stator/ rotor
X_0	Composante homopolaire
θ	Ecart angulaire de la partie mobile(rotor par rapport au stator)
max, min	Valeur maximale (minimale)
t	Variable de temps
e	Erreur de poursuite
\dot{x}	La dérivée de la variable x par rapport au temps

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS.....	II
<i>DEDICACES</i>	III
<i>ملخص</i>	V
NOTATIONS ET SYMBOLES UTILISES.....	IV
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1

CHAPITRE I : ÉTAT DE L'ART DE LA MADA

I.1. INTRODUCTION :	4
I.2. PRESENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION MADA :	4
I.3 DESCRIPTION DU FONCTIONNEMENT DE LA MADA :	5
I.3.1. Structure de la machine :	5
I.4. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION.....	6
I.5. MODES DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA :	7
I.5.1 Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone :	7
I.5.2 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone :	7
I.5.3 Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone :	8
I.5.4 Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone :	8
I.6 CLASSIFICATION DES MACHINES A DOUBLE ALIMENTATION :	9
I.6.1. Machine à double alimentation à rotor bobiné (standard) :	10
I.6.2 Machine à double alimentation en cascade asynchrone :	11
I.6.3 Machine à double alimentation sans balais :	11
I.7. BILAN ENERGETIQUE :	12
I.8. DOMAINE D'APPLICATION DE LA MADA :	13
I.9. L'APPLICATION DE LA MADA DANS LES SYSTEMES EOLIENS :	14
I.10. INTERET DE LA MADA :	16
I.11 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA :	16
I.11.1 Avantages de la MADA :	17
I.11.2. Inconvénients de la MADA :	17

I.12 CONCLUSION :	18
I.13. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :	19

CHAPITRE II : Modélisation DE LA MADA

II.1. INTRODUCTION :	21
II.2. MODELE MATHEMATIQUE DE LA MADA :	21
II.2.1. Hypothèses de simplification :	21
II.2.2. Equations électriques :	22
II.2.3. Equations magnétiques :	22
II.2.4. Equation mécanique :	23
II.3. INTRODUCTION DE LA TRANSFORMATION DE PARK :	23
II.4. L'APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK :	25
II.5. CHOIX DU REFERENTIEL :	25
II.6. MODELE DE LA MACHINE DANS LE REFERENTIEL (D, Q) :	27
II.6.1 Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park :	28
II.7. COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (MLI) :	29
II.8. SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS :	30
II.8.1. Régime à vide $C_r = 0$ N.m :	30
II.8.2. Application des couples résistants :	32
II.9. CONCLUSION :	34
II.10. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :	35

CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA

III.1. INTRODUCTION :	36
III.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :	36
III.2.1. Variantes de la commande vectorielle :	37
III.2.1.1. Commande vectorielle directe :	38
III.2.1.2. Commande vectorielle indirecte :	38
III.3. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA PAR DES PUISSANCES :	39
III.3.1. Modèle de la MADA avec orientation du flux :	39
III.3.2. Relations entre les courants statoriques et rotoriques :	40
III.3.3. Expression des puissances actives et réactives dans le repère synchrone :	40

III.3.4. Expressions des tensions rotoriques en fonction de courants rotoriques :.....	41
III.4. COMMANDE DIRECTE DE LA MADA :	43
III.5. COMMANDE INDIRECTE DE LA MADA :	44
III.5.1. Commande sans boucle de puissance :	44
III.5.2. Commande avec boucles de puissance :	45
III.6. SYNTHESE DES REGULATEURS :	45
III.6.1. Régulateur PI :	46
III.7. RESULTATS DE SIMULATION :	48
III.7.1 La méthode directe :	49
a. Sans onduleur :	49
b. Avec onduleur :	50
III.7.2 La méthode indirecte :	51
a. Sans onduleur :	51
b. Avec onduleur :	52
III.7.3. Comparaison Entre La Méthodes Directe Et Indirecte :	53
III.7.4. Interprétation des résultats :	53
III.8. CONCLUSION :	54
III.9. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :	55

CHAPITRE IV : COMMANDE FLOUE DE LA MADA

IV.1. INTRODUCTION :	56
IV.2. HISTORIQUE:	56
IV.3. PRINCIPES ET DEFINITIONS DE LA LOGIQUE FLOUE :	57
IV.3.1. Ensemble floue :	57
IV.3.2. Fonction d'appartenance :	57
IV.3.3. Univers de discours :	59
IV.3.4. Variables linguistiques :	59
IV.4. PROPRIETES DES ENSEMBLES FLOUS :	60
IV.4.1. Opérateur ET (Intersection floue) :	60
IV.4.2 .Opérateur OU (Union floue) :	61
IV.4.3. Opérateur NON (complémentation floue) :	61
IV.5. REGLES D'INFERENCE FLOUE :	62
a) Linguistiquement :	62

b) symboliquement :	62
c) par matrice d'inférence :	62
IV.6. COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE :	62
IV.7. STRUCTURE DE BASE D'UN CONTROLEUR FLOU :	63
IV.7.1. Interface de fuzzification :	64
IV.7.2. Interface de défuzzification :	64
IV.7.3. Mécanisme d'inférence :	65
IV.8. APPLICATION DU CONTROLEUR PI –FLOU DE MAMDANI A LA REGULATION DE LA MADA :	66
IV.8.1. Fonction d'appartenance :	66
IV.9 SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS :	68
a. La méthode directe :	68
b. La méthode indirecte :	69
IV.10. COMPARAISON DE REGULATEUR CLASSIQUE PI ET LE REGULATEUR PI-FLOU :	70
a. Méthode directe :	71
b. Méthode indirecte :	71
IV.11. TESTS DE ROBUSTESSE :	71
IV.11.1. Variation résistance rotorique R_r de +50% :	72
a. La méthode directe :	72
b. La méthode indirecte :	72
IV.11.2. Interprétation des résultats de simulation avec variation résistance rotorique nominale R_r de +50% :	73
IV.11.3. Variation de 30% des inductances propres et mutuelle (L_r , L_s et M) :	73
a. La méthode directe :	73
b. La méthode indirecte :	73
IV.11.4. Interprétation des résultats de simulation avec variation de (L_r , L_s et M) de +30% :	74
IV.12. CONCLUSION :	74
IV.13. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE :	75
CONCLUSION GÉNÉRALE	77
ANNEXES	
ANNEXE A	79
ANNEXE B	80

TABLE DES FIGURES

Figure I - 1 Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.	5
Figure I - 2 Représentation schématique d'une machine asynchrone double alimentée... 6	6
Figure I - 3 Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.	7
Figure I - 4 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.....	8
Figure I - 5 Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone.	8
Figure I - 6 Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone.	8
Figure I - 7 Les différentes variétés de la machine à double alimentation.	9
Figure I - 8 Coupe d'une machine asynchrone à rotor bobine (standard) [15].	10
Figure I - 9 Schéma de principe de la machine à double alimentation à rotor bobiné (standard).	10
Figure I - 10 Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade asynchrone.	11
Figure I - 11 Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais.	12
Figure I - 12 Transferts d'énergie dans MADA lorsque la vitesse varie de la moitié au double de Ω_s	13
Figure I - 13 Éolienne installée en mer.	15
Figure I - 14 Schéma de principe d'un aérogénérateur à base de la MADA.	16
Figure II - 1 Représentation schématique de la MADA	22
Figure II - 2 Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.	24
Figure II - 3 . Principe de fonctionnement de la technique MLI triangulo-sinusoidale à une porteuse.	29
Figure II - 4 Tension de sortie d'une phase de l'onduleur.	30
Figure II - 7 Simulation de la MADA à vide.	32
Figure II - 8 Simulation de la MADA en charge.	33
Figure III - 1 Principe de la commande vectorielle.	37
Figure III - 2 Position du référentiel par rapport au flux.	37
Figure III - 3 Schéma bloc de la MADA.	42
Figure III - 4 Schéma bloc de la commande directe.	44
Figure III - 5 Schéma bloc de la commande indirecte sans boucle de puissance.	44
Figure III - 6 Schéma bloc de la commande indirecte avec boucle de puissance.	45
Figure III - 7 Schéma bloc de la commande directe.	45

Figure III - 8 Schéma bloc de la commande indirecte.	46
Figure III - 9 Système régulé par un régulateur PI.	46
Figure III - 10 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique.	49
Figure III - 11 Allures des courants rotoriques.	49
Figure III - 12 Allures des courants statoriques.	49
Figure III - 13 Suivi de consigne de puissances active et réactive.	50
Figure III - 14 Allures des courants rotoriques Avec onduleur.	50
Figure III - 15 Allures des courants statoriques Avec onduleur.	50
Figure III - 16 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique.	51
Figure III - 17 Allures des courants rotoriques.	51
Figure III - 18 Allures des courants statoriques.	51
Figure III - 19 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique.	52
Figure III - 20 Allures des courants rotoriques.	52
Figure III - 21 Allures des courants statoriques.	52
Figure IV - 1 Formes usuelles des fonctions d'appartenance.	58
Figure IV - 2 Fonction d'appartenance singleton.	58
Figure IV - 3 . Fonctions d'appartenance avec trois sous ensembles flous pour la variable linguistique vitesse.	60
Figure IV - 4 Intersection des sous ensembles flous «petite » et «moyenne» pour la variable Linguistique (Vitesse).	61
Figure IV - 5 Union des sous-ensembles flous «petite» et «moyenne» pour la variable linguistique (Vitesse).	61
Figure IV - 6 Complémentation du sous-ensemble flou «petite».	62
Figure IV - 7a) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou.	63
b) : configuration d'un contrôleur flou.	63
Figure IV - 8 Système de commande floue.	64
Figure IV - 9 Structure d'un régulateur PI-flou.	66
Figure IV - 10 Fonctions d'appartenances des différents variables linguistiques.	67
Figure IV - 11 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique.	68
Figure IV - 12 Allures de consigne de courant rotoriques.	68
Figure IV - 13 Allures de consigne de courant statoriques.	69
Figure IV - 14 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique.	69
Figure IV - 15 Allures de consigne de courant rotoriques.	69
Figure IV - 16 Allures de consigne de courant statoriques.	70

Figure IV - 17 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique par deux régulateurs PI et PI-flou.	71
Figure IV - 18 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique par deux régulateurs PI et PI-flou.	71
Figure IV - 19 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique avec variation de +50% de la Rr nominale.....	72
Figure IV - 20 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique avec variation de +50% de la Rr nominale.....	72
Figure IV - 21 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique avec variation	73
Figure IV - 22 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique avec variation +30% de (Lr, Ls et M).....	73

LISTE DES TABLEAUX

Tab IV - 1 Méthodes usuelles de l'inférence floue.....	65
Tab IV - 2 Base de règle.....	67



INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les machines électriques sont au cœur de toute dynamique qu'elles soient électriques ou mécaniques. Elles représentent le nerf de toute l'industrie. Les chercheurs et les industriels n'ont cessé d'améliorer leur rendement, d'augmenter leur robustesse et de diminuer leur coût et leur poids.

La machine asynchrone à double alimentation (**MADA**) a fait l'objet de nombreuses recherches en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [1].

Un intérêt croissant est accordé à la Machine Asynchrone à Double Alimentation pour plusieurs raisons :

- ✓ Un plus grand nombre de degrés de liberté liés à l'accessibilité aux variables rotoriques,
- ✓ Une plus grande souplesse de fonctionnement liée à la présence des convertisseurs statiques associés aux deux armatures,
- ✓ Une possibilité de réglage de la répartition des puissances statorique et rotorique pour optimiser les dimensions des convertisseurs,
- ✓ Un élargissement de la plage de vitesse pour un fonctionnement à flux constant et à couple maximal,
- ✓ La possibilité de faire fonctionner la machine à vitesse très faible tout en gardant des pulsations statorique et rotorique de valeurs moyennes. Cela permet de minimiser l'effet des chutes de tension résistives.

Cette machine s'envisage pour des puissances élevées où elle s'avère être une concurrente de la machine asynchrone à cage.

La machine asynchrone à cage ou à double alimentation est essentiellement non linéaire, dû au couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Le contrôle vectoriel par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple. Un autre aspect extrêmement important dans la réalisation de variateurs est la notion de robustesse [2]. Les modèles utilisés sont approximatifs et ont des paramètres variables selon l'état du système et son point de fonctionnement. La variation des paramètres électriques et mécaniques

dégrade les performances des commandes et peuvent amener, dans certains cas, à des fonctionnements instables.

Bien que la régulation classique à base de régulateur de type **PI** réalise le découplage entre les deux puissances active et réactive, ses performances en termes de temps de réponse et de dépassement restent limitées. Ces limitations sont principalement dues au choix des paramètres de ces régulateurs.

Pour pallier ce problème, il faut rechercher des structures de commande dont la robustesse aux incertitudes paramétriques est élevée et qui permettent la mise en œuvre de variateurs ayant les comportements les moins influencés par les variations des paramètres [3].

Des expériences ont montré que, dans de nombreux cas, les résultats obtenus avec un contrôleur flou sont meilleurs que ceux obtenus avec un algorithme de contrôle conventionnel. En particulier, la méthodologie du contrôleur flou apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par des techniques conventionnelles. Plusieurs travaux dans le domaine de la commande des systèmes physiques, ont montré qu'un régulateur par logique floue est plus robuste qu'un régulateur classique conventionnel.

C'est donc dans ce cadre que nous allons développer notre étude à travers les chapitres suivants :

Le premier chapitre présente l'état de l'art de la machine asynchrone à double alimentation.

Dans le deuxième chapitre, on présentera la modélisation de la **MADA**, sa mise en équation permettra de simuler son modèle dans le mode générateur, ceci a pour objectif la connaissance du comportement de ce type de machine dans ses différents régimes de fonctionnement.

Le troisième chapitre sera consacré à la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la machine asynchrone à double alimentation qui est entraînée par une vitesse fixe. Le stator de la **MADA** est alimentée par une source triphasée et le rotor est connectée à un onduleur triphasé à **MLI**, commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale. L'alimentation continue de l'onduleur est supposée constante. Les résultats de simulation par Matlab/Simulink seront présentés.

Le dernier chapitre sera consacré à la commande des puissances de la **MADA** pour les deux méthodes, directe et indirecte, par un régulateur **PI** flou, on présentera les bases mathématiques de cette technique et la méthodologie de contrôle.

Finalement, on terminera ce mémoire par une conclusion générale qui résume les résultats obtenus et expose quelques perspectives de recherche envisagées.

Références bibliographiques :

- [1] G. Salloum, “Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation,” Thèse de Doctorat, I.N.P de Toulouse, France, 2007.
- [2] S.Khojit el khil, “Commande Vectorielle d’une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA),” Thèse de doctorat de I.N.P de Toulouse, France, 2006.
- [3] P.E. Vidal, “Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation,” Thèse de doctorat de I.N.P de Toulouse, France, 2004.



CHAPITRE I :
ÉTAT DE L'ART DE LA
MADA

I.1. INTRODUCTION :

Avant d'entamer la commande de la machine asynchrone à double alimentation (**MADA**), un état de l'art des travaux, s'intéressant à cette machine, est effectué. Le bilan de cette synthèse bibliographique nous permettra de dégager les principaux points qui ont contribué à l'étude de la **MADA**, de situer notre recherche par rapport à d'autres recherches ayant déjà existé et de définir les axes de notre travail vers lesquels nous allons l'orienter.

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

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

Le deuxième thème est consacré à la sûreté du fonctionnement de la commande. Cet axe de recherche est très important parce qu'il s'intéresse à la continuité du fonctionnement des systèmes de commande même en présence des variations dans les paramètres de la machine. Ce domaine est largement traité en bibliographie par les chercheurs [1],[2],[3].

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

Cette machine a fait son apparition vers les années 1899 [3] ; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [4].

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

La figure suivante représente la structure de la machine asynchrone à double alimentation **figure I-1**.

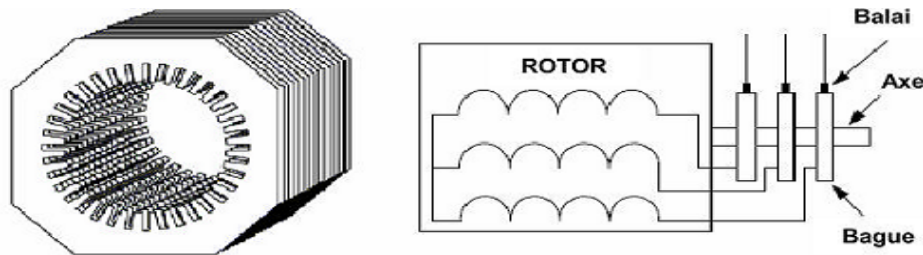


Figure I - 1 Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

Elle se compose principalement de deux parties : le stator et le rotor.

Le rotor tourne à l'intérieur de la cavité de la machine. Il est séparé du stator par un entrefer.

Les circuits électriques du stator et du rotor sont constitués de trois enroulements identiques, couplés en étoile (ou en triangle), ayant pour seule différence, le circuit électrique du rotor, qui lui, est relié à trois ou quatre bagues sur lesquelles glissent des balais. Les trois enroulements du stator sont parallèles aux enroulements du rotor et sont distribués sinusoïdalement, décalés de 120° l'un par rapport à l'autre.

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

I.3 Description du fonctionnement de la MADA :

La MADA a une double accessibilité au stator et au rotor. Dans son fonctionnement, elle s'apparente au fonctionnement de la machine synchrone avec une vitesse constante du fait de l'imposition des fréquences aux deux armatures et le caractère asynchrone est lié à la différence de vitesse entre le champ statorique et le rotor. Sa magnétisation est donnée par la contribution des deux armatures alimentées par des sources à courant alternatif. Ce fonctionnement peut être éventuellement résumé par le terme de "machine synchrone à excitation alternative" [1],[4],[6],[7],[8].

I.3.1. Structure de la machine :

La machine asynchrone à double alimentation est une machine triphasée à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles. Son stator est identique à celui de la machine asynchrone à cage d'écureuil (MAS) ou d'une machine synchrone (MS) et son rotor se diffère radicalement puisqu'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**.

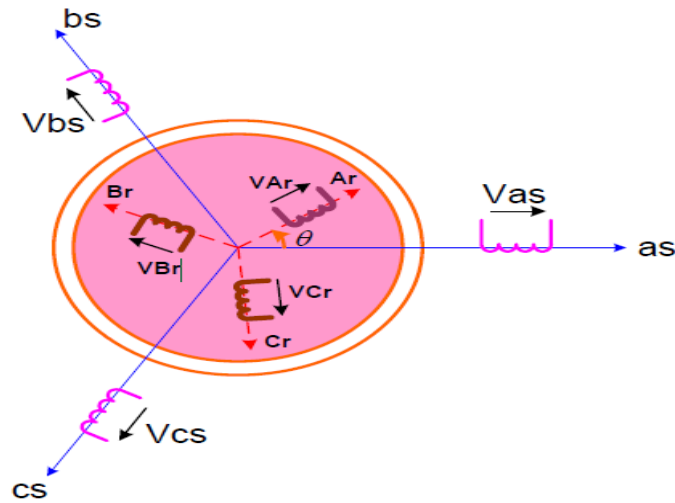


Figure I - 2 Représentation schématique d'une machine asynchrone double alimentée.

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

En admettant que l'enroulement statorique de la machine à double alimentation est connecté directement au réseau, que l'enroulement rotorique triphasé est relié à un convertisseur de puissance bidirectionnel à travers un système balais-bagues et que les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, la vitesse angulaire de rotation du rotor sera définie par [1]:

$$\omega_m = \omega_s \pm \omega_r ; \omega_m = p\Omega \quad (I.1)$$

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

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

$$f_s = f_r + f_m \quad (I.2)$$

Avec f_m la fréquence de rotation du rotor.

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

D'après l'équation du glissement, on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement de la **MADA** [5].

I.5. Modes de fonctionnement de la MADA :

En générale, la **MADA** permet de fonctionner en moteur ou en générateur, mais la différence avec les autres types de machine 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. En effet nous savons qu'une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur [6].

Par contre dans le cas de la **MADA**, 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-synchronisme ou en hypo-synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur.

I.5.1 Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone :

- ✓ La puissance est fournie par le réseau au stator.
- ✓ La puissance de glissement" est renvoyée au réseau.
- ✓ La vitesse de rotation est inférieure au synchronisme.
- ✓ La machine asynchrone à cage peut être fonctionné ainsi mais la puissance de glissant est Alor dissipée en pertes Joule dans le rotor [7] .

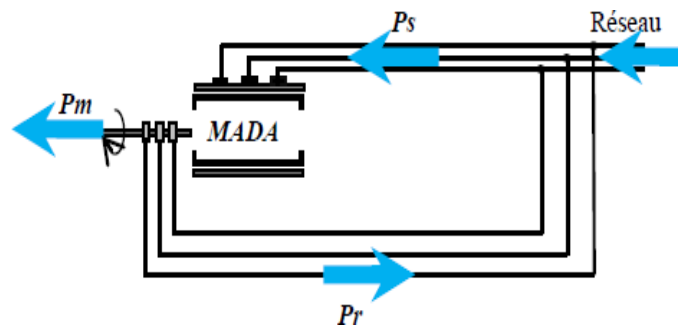


Figure I - 3 Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.

I.5.2 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone :

- ✓ La puissance fournie par le réseau va au rotor et stator.
- ✓ La vitesse de la machine au-dessus de la vitesse de synchronisme,
- ✓ La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce fonctionnement [8].

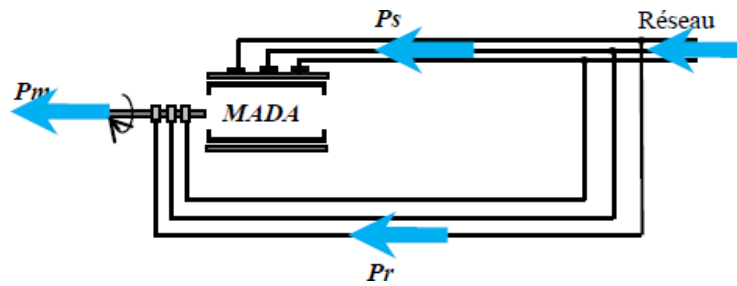


Figure I - 4 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.

I.5.3 Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone :

- ✓ La puissance est fournie au réseau par le stator.
- ✓ Une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor.
- ✓ La vitesse de rotation en dessous de la vitesse de synchronisme.
- ✓ La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce fonctionnement [7].

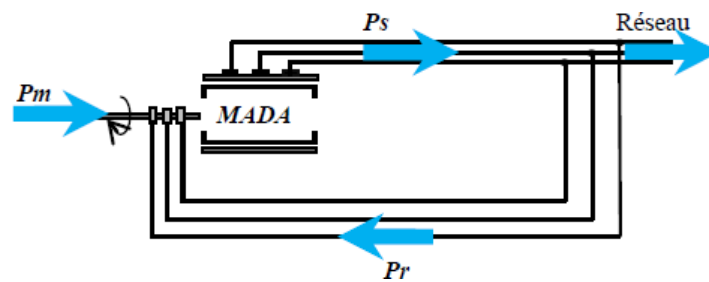


Figure I - 5 Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone.

I.5.4 Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone :

- ✓ La puissance est fournie au réseau par le stator.
- ✓ La puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau.
- ✓ La vitesse de la machine au-dessus de la vitesse de synchronisme.
- ✓ La machine asynchrone à cage peut être fonctionnée ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [9].

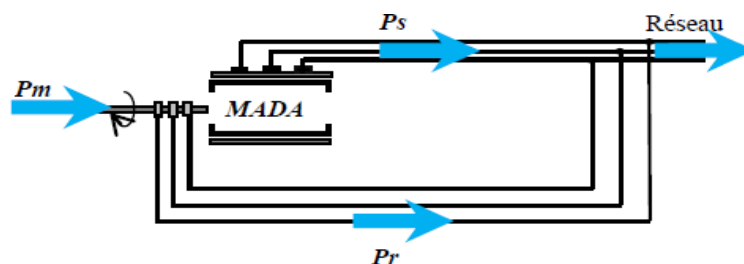


Figure I - 6 Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone.

On peut donc remarquer que la **MADA** a deux principaux avantages sur la machine à cage classique : la production de puissance électrique quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper synchronisme) et la récupération de la puissance de glissement [10]. Par ailleurs, la **MADA** grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de reconfiguration du mode de fonctionnement de la machine.

I.6 Classification des machines à double alimentation :

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 [2],[12],[13],[14].

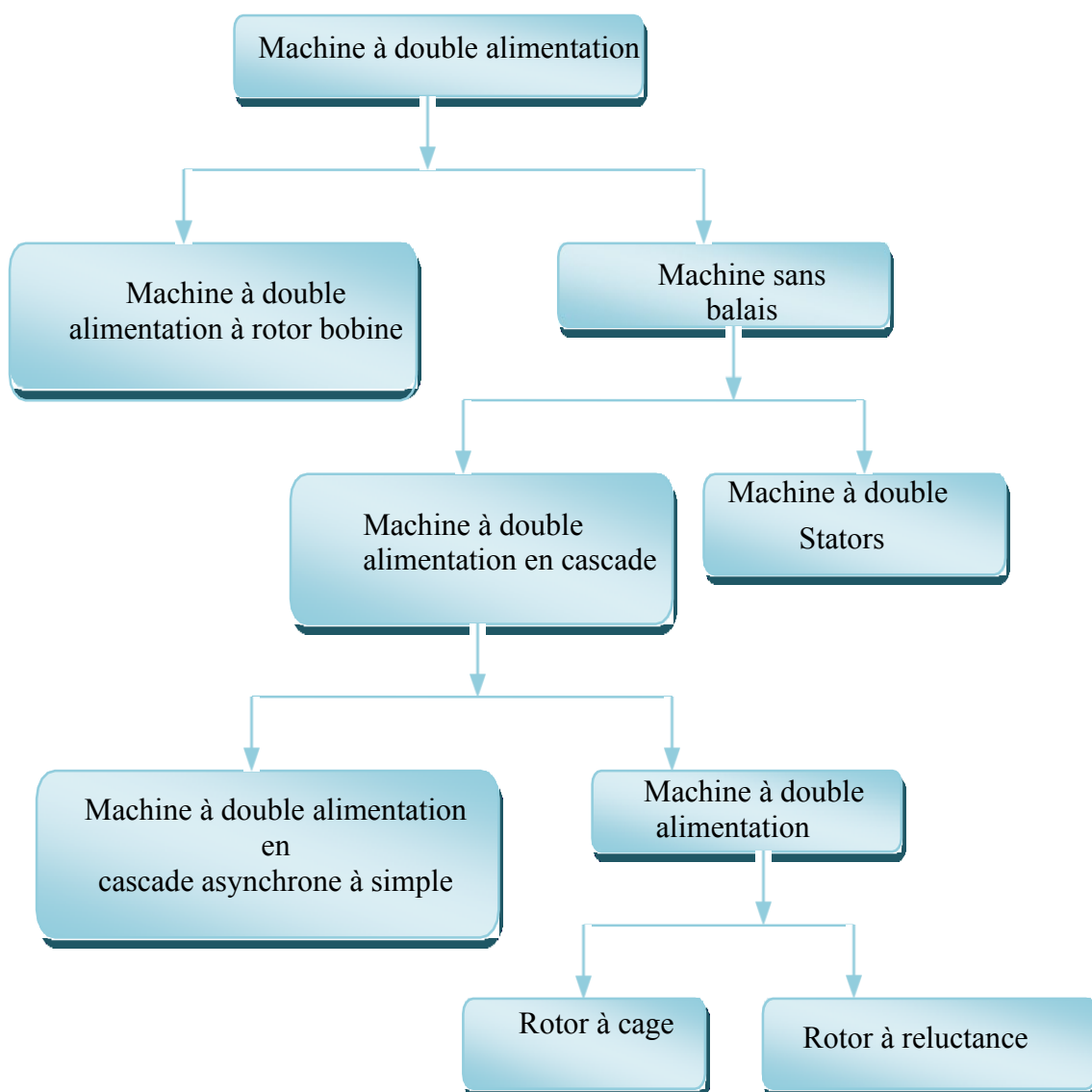


Figure I - 7 Les différentes variétés de la machine à double alimentation.

Les différentes variantes de la machine à double alimentation les plus attractives et les plus développées dans la littérature sont classifiées par un organigramme donné précédemment.

Le schéma de principe et la description de chaque variante seront détaillés ci-dessous.

I.6.1. Machine à double alimentation à rotor bobiné (standard) :

La **figure I-8** montre que la machine à double alimentation à rotor bobiné ou standard, est une machine asynchrone occupée par un système balais-bague qui alimente l'enroulement du rotor. La **figure I-9** illustre le schéma de principe de ce type de machines, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, alors que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de cette machine devient une grandeur contrôlable. 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 un convertisseur direct (AC/AC): cyclo-convertisseur ou convertisseur matriciel [17],[14].

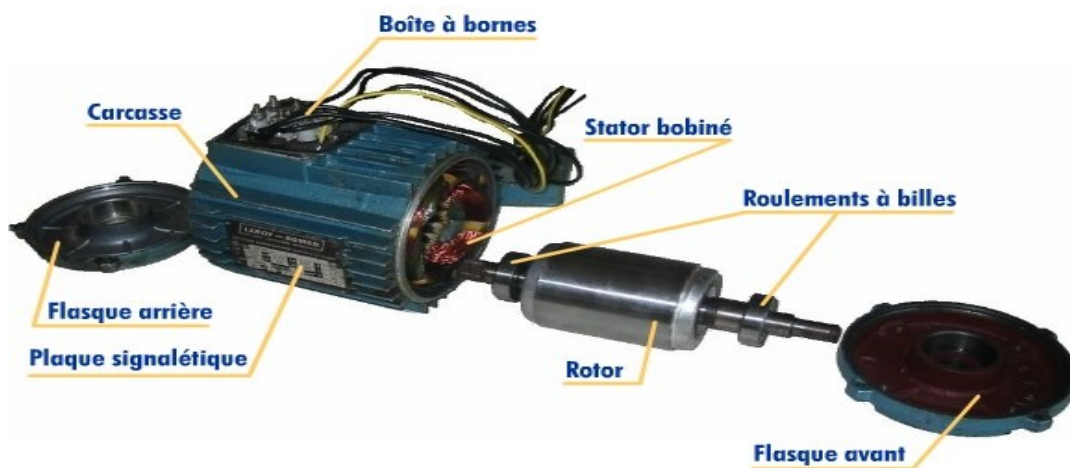


Figure I - 8 Coupe d'une machine asynchrone à rotor bobiné (standard) [15].

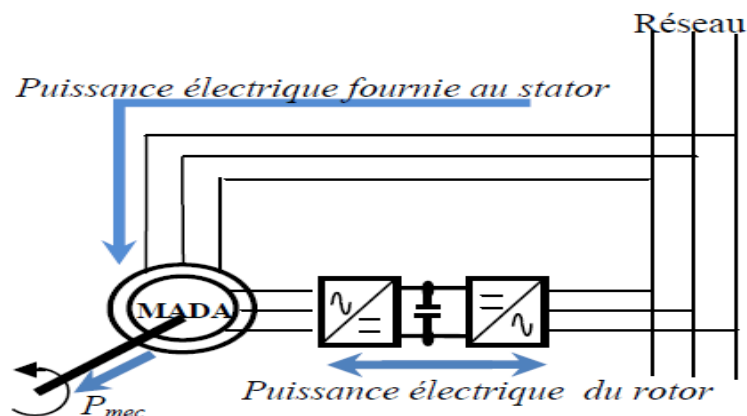


Figure I - 9 Schéma de principe de la machine à double alimentation à rotor bobiné (standard).

I.6.2 Machine à double alimentation en cascade asynchrone :

La machine à double alimentation en cascade asynchrone consiste en deux machines asynchrones avec des rotors bobinés connectés mécaniquement et électriquement, comme il est montré par la **figure I-10**. 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 de fréquence. Il est également possible de piloter l'ensemble du système à travers le stator alimenté par le convertisseur.

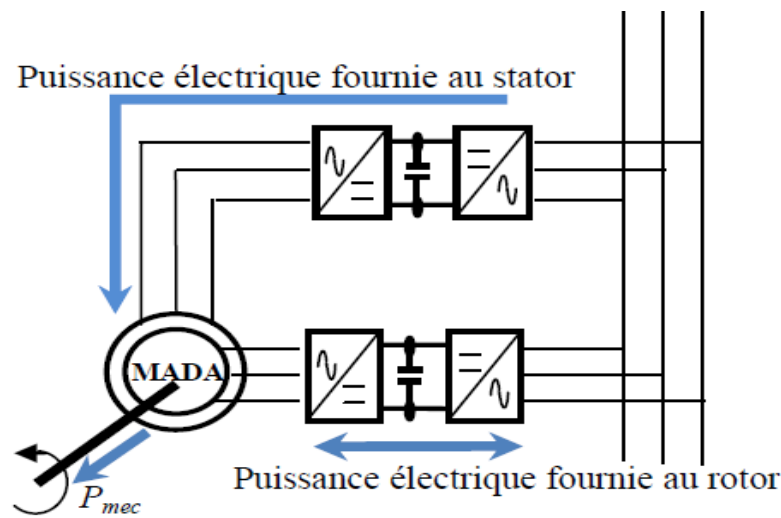


Figure I - 10 Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade asynchrone.

Ce type de machines offre la possibilité d'avoir une commande découplée des puissances active et réactive similaire à celle de la machine à double alimentation standard [11],[16].

Pratiquement, il est aussi possible de combiner deux machines asynchrones à rotor bobiné dans une seule machine avec un comportement identique à celui de la machine à double alimentation en cascade asynchrone, tel que les deux enroulements des stators sont logés dans une seule armature et le rotor soit à cage d'écureuil, comme dans le cas de la machine à double alimentation sans balais.

I.6.3 Machine à double alimentation sans balais :

C'est une machine asynchrone avec deux enroulements ayant des nombres de paires de pôles différents logés dans la même armature du stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre est alimenté au moyen d'un convertisseur AC/AC **figure I-11**. Le rotor de cette machine possède un nombre de paires de pôles égal à la somme des deux nombres de paires de pôles des deux enroulements statoriques.

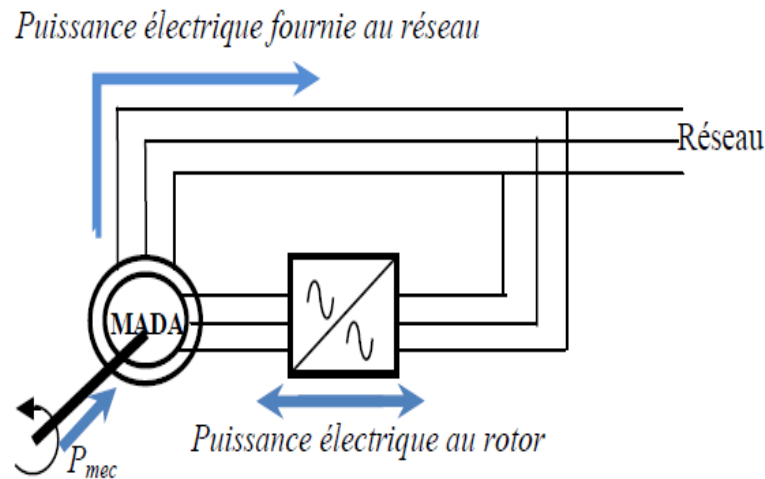


Figure I - 11 Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais.

Parmi les types les plus connus de machines à double alimentation sans balais, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable qui consiste en un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans balais et un rotor basé sur le principe de la réluctance [11],[16].

I.7. Bilan énergétique :

Le bilan énergétique simplifié (sans perte dans la transmission de la puissance statorique vers le rotor) d'une machine à induction aide considérablement à la compréhension du principe.

Les relations algébriques (en convention motrice : récepteur électrique au stator et générateur au rotor) entre les puissances statoriques, rotoriques et mécaniques sont établies ci-dessous :

$$P_{em} = P_{stat} = \frac{P_{mec}}{1-g} \quad \text{et} \quad P_{rot} = \frac{g}{1-g} P_{mec} \quad (I.3)$$

Avec :

$$g = 1 - \frac{\Omega}{\Omega_s} \quad (\text{glissement classique}) \quad (1.4)$$

Ω et Ω_s : vitesses de rotation respectivement du rotor et du champ tournant (imposée par l'alimentation du stator à fréquence et tension fixes). Considérons le cas où la vitesse de rotation Ω varie dans une plage déterminée par g_{max} symétrique autour de Ω_s .

Pour illustrer les expressions (1.3), la **figure I-12** montre les transferts d'énergie et leurs proportions dans les quatre situations extrêmes (hypo et hyper synchrones), en moteur et en générateur [5].

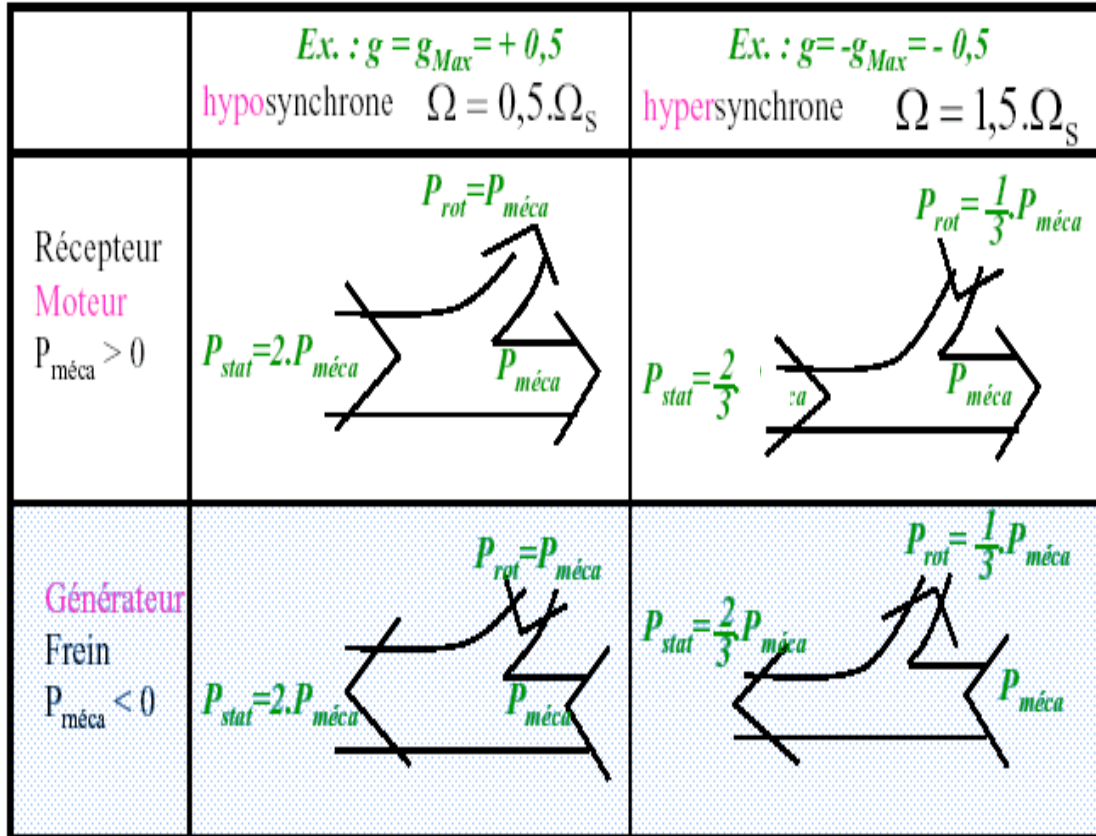


Figure I - 12 Transferts d'énergie dans MADA lorsque la vitesse varie de la moitié double de Ω_s .

I.8. Domaine d'application de la MADA :

La **MADA** offre de nombreux avantages par rapport à la machine asynchrone et synchrone, surtout en ce qui concerne la gamme de vitesse opérationnelle et la puissance d'entraînement ou bien la puissance générée par cette dernière en mode génératrice. De plus, elle a un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste. La **MADA** peut être utilisée dans des applications spécifiques avec une vitesse variable et à fréquence constante (**VVFC**), comme dans les systèmes de génération de l'énergie électrique à partir des puissances éoliennes et hydrauliques, ainsi que dans les applications aérospatiales et navales par l'entraînement des ventilateurs et des pompes d'eau

[6]. En effet, la **MADA** est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens [17].

De plus, le fonctionnement en générateur présente la **MADA** comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée telle que [6] :

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

La **MADA** peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que [3] :

- ❖ La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines ;
- ❖ La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime ;

Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc...

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

I.9. L'application de la MADA dans les systèmes éoliens :

Actuellement, la majorité des éoliennes installées de puissance supérieure à 1 MW utilise une machine asynchrone, pilotée par un rotor. Voir le schéma d'une éolienne installée en mer sur la **figure I-13** [18].

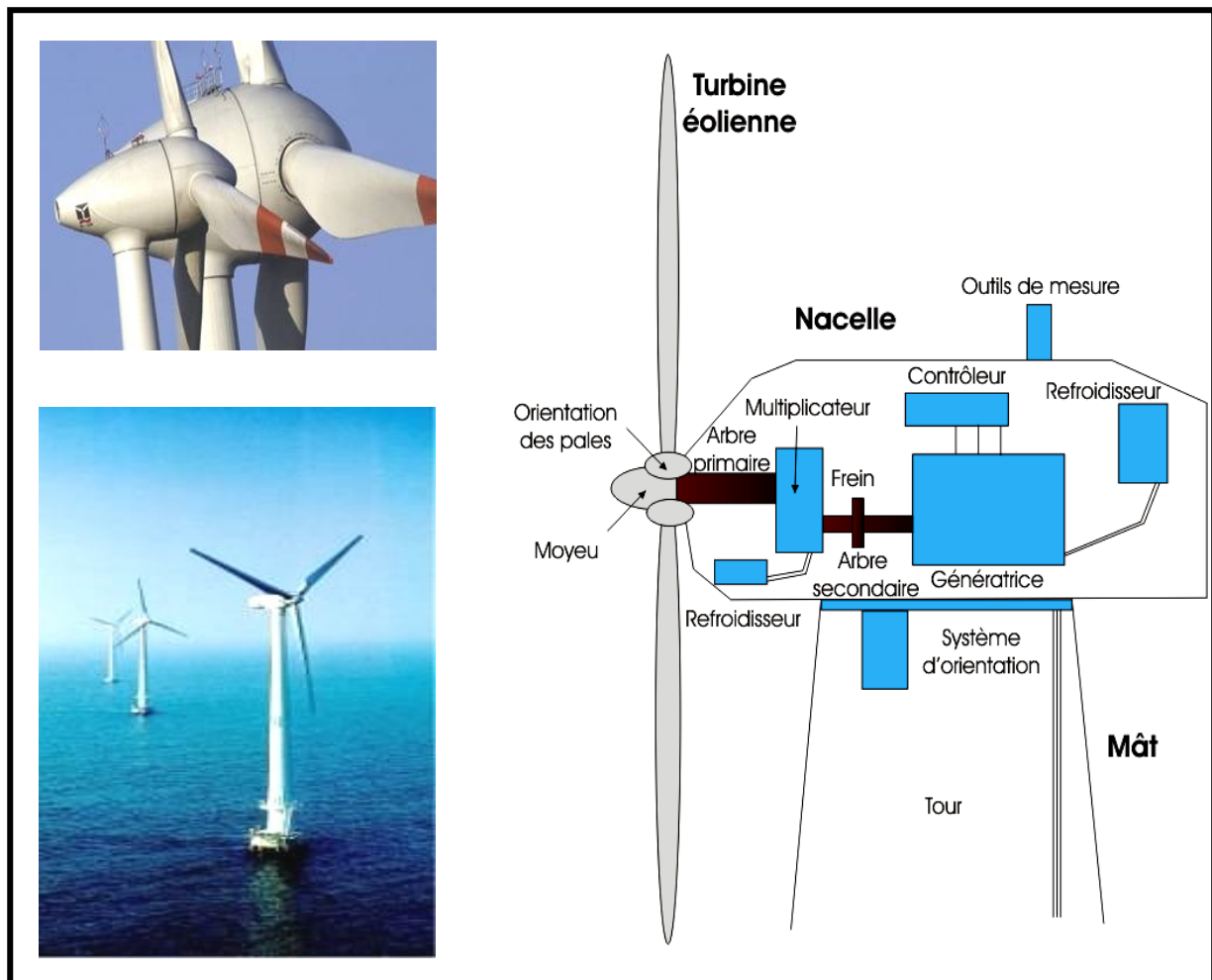


Figure I - 13 Éolienne installée en mer.

Les turbines à vent, sont construites pour des puissances allant jusqu'à 4.5 MW; en estimant que celle-ci augmentera à l'avenir et plus particulièrement dans les applications en mer, étant donné que ce milieu est caractérisé par une vitesse de vent très importante.

Une synthèse bibliographique a mis en évidence l'abondante littérature relative à ce sujet, en permettant d'identifier un système d'alimentation particulier, adéquat, reposant sur l'utilisation d'un convertisseur AC/AC (cyclo-convertisseur) ou bien AC/DC/AC (redresseur-onduleur), **figure I-14**. Les convertisseurs sont dimensionnés pour faire transiter la puissance rotorique, qui représente environ 20 à 30% de la puissance nominale : qui est le principal intérêt de cette technique.

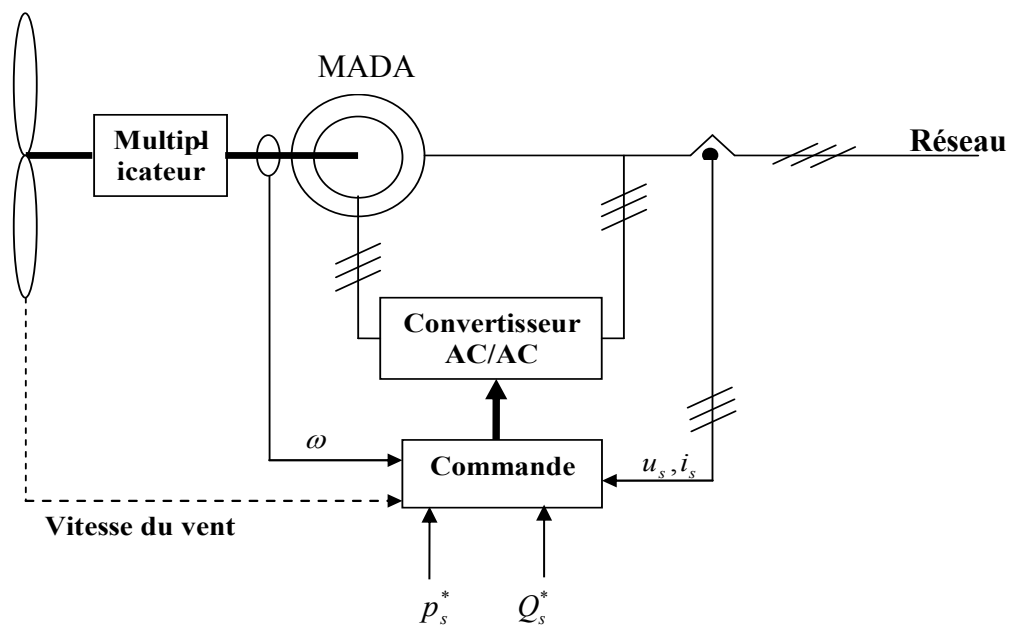


Figure I - 14 Schéma de principe d'un aérogénérateur à base de la MADA.

I.10. Intérêt de la MADA :

Le principal avantage de la **MADA**, est la possibilité de fonctionner à vitesse variable. Les machines asynchrones à vitesse fixe, doivent fonctionner au voisinage de la vitesse de synchronisme, car la fréquence est imposée par le réseau et la vitesse du rotor est quasi constante. Comme la vitesse du vent fluctue beaucoup, la puissance captée varie, mais tout en livrant au réseau la puissance nominale voulue.

Pour cela, le système de la **MADA**, permet de régler la vitesse de rotation du rotor, en fonction de la vitesse du vent. En effet, la **MADA** permet aussi un fonctionnement en génératrice « hypo synchrone et hyper synchrone ». On arrive ainsi à extraire le maximum de puissance possible. L'intérêt de la vitesse variable pour une éolienne est de pouvoir fonctionner sur une large plage de vitesses du vent, et de pouvoir en tirer le maximum de puissance possible, pour chaque vitesse du vent [17],[18].

I.11 Avantages et inconvénients de la MADA :

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

I.11.1 Avantages de la MADA :

La **MADA** présente plusieurs avantages, à savoir :

- Le partage des fréquences entre le stator et le rotor : en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmenter son rendement [9],[10].
- La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine, permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge [9].
- L'alimentation de la machine par deux onduleurs permet de travailler autour de l'arrêt à des fréquences relativement élevées, évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt. Cette même propriété assure un contrôle quasi insensible aux variations résistives de la machine.
- La présentation une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances [5].
- Elle a un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation [1].
- La mesure des courants au : stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnent aussi une grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique [3].
- La large gamme de vitesse accessible à couple et à flux constants [2].
- La **MADA** peut assurer tous les fonctionnements des autres machines. On peut donc y voir un avantage majeur, puisqu'elle pourrait permettre de passer d'un fonctionnement à un autre tout à fait acceptable.

Exemple : dans une application ferroviaire, on peut revenir à un mode de fonctionnement de type machine asynchrone à rotor court-circuité en cas de l'apparition d'un défaut sur l'un des bras des onduleurs : La gestion des modes dégradés est plus facile [2].

I.11.2. Inconvénients de la MADA :

Contrairement à ses avantages, la **MADA** présente aussi des inconvénients tels que :

- Un nombre important de convertisseurs est utilisé (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) que celui utilisé pour la machine à cage [3].

Remarque : on signale que des études récentes, en tenant compte de la chute du prix du silicium, donnent actuellement un petit avantage à la **MADA**.

- Machine plus volumineuse que celle à cage, elle est généralement plus longue à cause des balais.
- Le rotor et le stator doivent être reliés à l'armoire d'alimentation. Cependant, le stator sera généralement connecté par des câbles **HT** de faible section, d'où un appareillage plus important qui nécessite un entretien [11].

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

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

I.12 Conclusion :

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

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

Nous avons orienté donc notre étude sur l'utilisation d'une **MADA** en fonctionnement moteur. Il s'agit d'une configuration utilisant deux onduleurs au rotor, et au stator. Pour bien exploiter la machine à double alimentation dans un tel domaine d'application, la modélisation et la commande sont nécessaires. La maîtrise et la compréhension du comportement de ce type de machine passe obligatoirement par une étude de « modélisation » qui sera l'objectif du chapitre suivant.

I.13. Références Bibliographiques :

- [1] S. Drid, "Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la structure d'Alimentation: Théorie & Expérimentation," université de Batna, Algérie, 2005.
- [2] G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation," Thèse de Doctorat, I.N.P de Toulouse, France, 2007.
- [3] P.E. Vidal, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation," Thèse de doctorat de I.N.P de Toulouse, France, 2004.
- [4] M.S. Vicatos et J.A. Tegopoulos, "A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 18, 2003, p. 225–230.
- [05] R. Abdessemed, « Modélisation et simulation des Machines Electriques », Livre, Edition TECHNOSUP, Univ Batna , 2012.
- [6] F. Poitiers, "Étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne," Thèse de Doctorat d'état en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, 2003.
- [7] S.Khojit el khil, "Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)," Thèse de doctorat de I.N.P de Toulouse, France, 2006.
- [8] B. Hopfensperger et D.J. Atkinson, "Doubly-fed ac machines: classification and comparison," *Proc. Power Electronics and Applications (EPE)*, p. 27–29.
- [9] A. GAILLARD, "Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service," Thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 2010.
- [10] P. Ling, "Reconfiguration du dispositif de commande d'une éolienne en cas de creux de tension," Tsinghua University, 2010.
- [11] R.GHOSN, "Contrôle Vectoriel de la Machine Asynchrone à Rotor Bobiné à Double Alimentation," Thèse de Doctorat – ENSEEIHT – Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2001.
- [12] D.Ramuz, "Machine généralisée alimentée par deux convertisseurs," Thèse de doctorat-UFR des sciences techniques et gestion de l'industrie- université de Franche-comté, 2000.
- [13] L.Morel, "Machine à double alimentation optimisation du convertisseur et contrôle vectoriel avec et sans capteur," Thèse de doctorat- UFR des sciences techniques et gestion de l'industrie- université de Franche-comté, 1996.
- [14] L. Benalia. « Commande en tension des moteurs à induction double alimentés », Thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.

- [15] A. Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone a double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11, France, 2006.
- [16] M. Bouaraki, « Etude d'un entrainement à double alimentation pour turbine éolienne à vitesse variable : Application sur un site à TINDOUF », thèse de magistère, Université M'hamed bougara-Boumerdes, 2012.
- [17] I.hamzaoui, "Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur", thèse de magistère, ENP, Janvier 2008
- [18] S. El AIMANI, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", Thèse Doctorat, Ecole Centrale de Lille, Université des Sciences et Technologies de Lille, 06 Décembre 2004.



CHAPITRE II :
MODELISATION DE LA
MADA

II.1. Introduction :

La modélisation de la machine électrique est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques. Afin de bien comprendre la méthodologie développée lors de la détermination de l'algorithme de la commande vectorielle, une modélisation de la machine asynchrone à double alimentation (**MADA**) semble nécessaire [1].

Dans ce chapitre, nous présentons une modélisation mathématique de la machine asynchrone à double alimentations **MADA** pour le fonctionnement moteur dont les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante et les phases du rotor sont alimentées par un onduleur de tension à fréquence et amplitude variables [2].

II.2. Modèle mathématique de la MADA :

Mathématiquement, les machines électriques sont représentées par des modèles entrées/sorties sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variable d'état. Ce modèle mathématique a pour but de simplifier l'étude de la machine, en se basant sur la transformation des enroulements de la machine originale en d'autres équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon des axes fictifs. Cette transformation a pour effet de rendre les inductances propres et mutuelles du modèle, indépendantes de la rotation [3].

II.2.1. Hypothèses de simplification :

Pour simplifier l'étude de la machine asynchrone idéalisée, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes [3],[4] :

- ❖ La parfaite symétrie de la machine tant magnétique qu'électrique.
- ❖ Les forces magnétomotrices créées par chaque phase du stator ou rotor ont une répartition sinusoïdale.
- ❖ L'effet de la variation de la température sur les résistances statoriques et rotoriques est négligeable.
- ❖ L'effet de peau est négligé.
- ❖ L'entrefer est constant.

- ❖ Le circuit magnétique non saturé à perméabilité constante.
- ❖ Les pertes ferromagnétiques négligeables.

La MADA doit être représentée dans le système triphasé par la **figure II-1**.

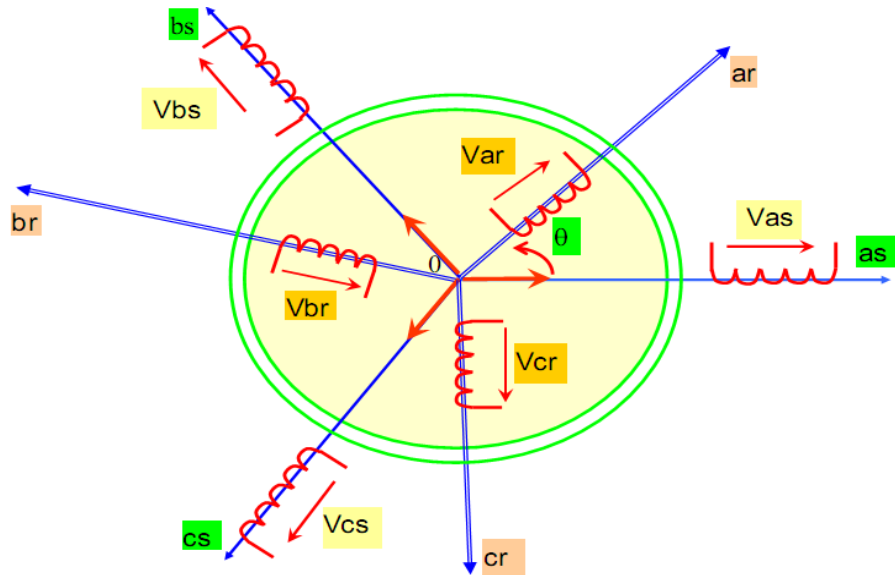


Figure II - 1 Représentation schématique de la MADA

La MADA comporte trois bobines statoriques (A_s, B_s, C_s) décalées entre elles par un angle de $(\frac{2\pi}{3})$, ainsi que trois bobines rotoriques identiques de répartition similaires à celles du stator, (A_r, B_r, C_r).

II.2.2. Equations électriques :

Dans les conditions précédentes les équations sous forme matricielle s'écrivent :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (II-1)$$

Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (II-2)$$

II.2.3. Equations magnétiques :

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

avec :

$$M_1 = M \cos(\theta)$$

$$M_2 = M \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$M_3 = M \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$$

II.2.4. Equation mécanique :

L'équation mécanique est de la forme suivante :

$$C_e - C_r = j \frac{d}{dt} \Omega - f \Omega \quad (\text{II-4})$$

II.3. Introduction de la transformation de PARK :

La transformation de **Park** consiste à transformer un système d'enroulement triphasé d'axes **a, b, c**, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes **d, q** créant la même force magnétomotrice. La composante homopolaire intervient pour équilibrer le système transformé, c'est-à-dire, elle ne participe pas à la création de cette **fmm** de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (**d,q**), la condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales, ceci conduit à la conservation des puissances instantanées et la réciprocité des inductances mutuelles, en permettant d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé qui reste invariable pour la machine réelle [3]. Le schéma de la **figure II-2** montre le principe de la transformation de Park appliquée à la machine asynchrone à double alimentation.

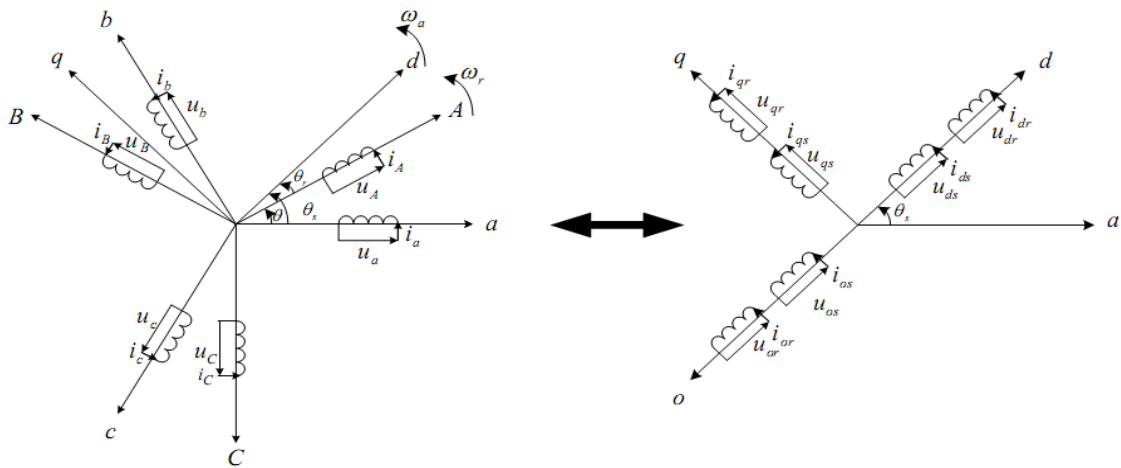


Figure II - 2 Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.

Où :

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

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

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

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

ω_r : est la vitesse angulaire électrique rotorique.

La transformation de **Park** consiste à appliquer aux courants, tensions, et aux flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe d'une phase (**V_a**) statorique et le système d'axe (**d**, **q**), elle est définie par :

$$[A_p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\Pi/3) & \cos(\theta + 2\Pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\Pi/3) & -\sin(\theta + 2\Pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

Les grandeurs statoriques et rotoriques dans le repère de **Park** sont exprimées en utilisant la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

Avec, **X** : tension, courant ou flux, et les indices suivants représentent :

- o: indice de l'axe homopolaire.

- d : indice de l'axe direct.
- q : indice de l'axe en quadrature.

Et pour la transformation inverse on utilise la matrice $[A]^{-1}$

$$[A]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

Ainsi, les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [A]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

II.4. L'application de la transformation de Park :

La transformation de **Park** du système d'équations (II-1) :

$$[A_p]^{-1} \cdot [V_{dqo}] = [R] \cdot [A_p]^{-1} \cdot [i_{dqo}] + \frac{d}{dt} \left[[A_p]^{-1} [\Phi_{dqo}] \right] \quad (\text{II-9})$$

$$[V_{dqo}] = [R] \cdot [i_{dqo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}] + [A_p] \cdot \left[\frac{d}{dt} [A_p]^{-1} [\Phi_{dqo}] \right] \quad (\text{II-10})$$

$$[A_p] \cdot \left[\frac{d}{dt} [A_p]^{-1} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \quad (\text{II-11})$$

Tel que :

$\theta = \theta_s$: Pour les grandeurs statoriques.

$\theta = \theta_s - \theta_m$: Pour les grandeurs rotoriques.

II.5. Choix du référentiel :

En général, l'étude du comportement dynamique des machines électriques peut se faire suivant la transformation de **Park** pour différents référentiels. Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par lui-même. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique [5] :

➤ **Référentiel lié au stator**

Ce système est utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines électriques [3], pour lequel les équations électriques de la machine deviennent en passant par les conditions suivantes :

$$\omega_a = 0, \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = 0, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$$

des équations électriques qui prennent la forme :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il est utilisé dans l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation.

➤ **Référentiel lié au rotor**

Il est avantageux pour l'étude des grandeurs statoriques selon :

$$\omega_a = \omega, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = 0, \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega = p \cdot \Omega_{mec}$$

que les équations de tension deviennent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

Ce référentiel est intéressant pour les problèmes des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

➤ **Référentiel lié au champ tournant:**

Exprimé par :

$$\omega_a = \omega_s, \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = \omega_s - p \cdot \Omega_{mec}$$

On aura le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qr} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \end{cases} \quad (II-14)$$

Ce type de référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs à fréquence variable. Son modèle permet d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent, d'où la facilité de régulation.

II.6. Modèle de la machine dans le référentiel (d, q) :

On remplace la relation (II-9) dans (II-10) on obtient le modèle biphasé suivant :

$$\begin{cases} V_d = Ri_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Phi_q \\ V_q = Ri_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Phi_d \\ V_o = Ri_o + \frac{d\Phi_o}{dt} \end{cases} \quad (II-15)$$

Remarque :

La composante homopolaire du système (II-10) est nulle pour un système équilibré.

A partir de ce qui précède, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (II-16)$$

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta = \theta_s \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad : \text{Pour les grandeurs statoriques.} \\ \theta = \theta_s - \theta_m \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \frac{d(\theta_s - \theta_m)}{dt} = \omega_s - \omega_m \quad : \text{Pour les grandeurs rotoriques.} \end{array} \right.$$

Le système d'équations (II-9) représente le modèle de la **MADA** dans le repère **(d, q)** lié au champ tournant ; suite à cela on établit les expressions des flux statoriques et rotoriques dans le repère **(d, q)** :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = I_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = I_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = I_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = I_r I_{qr} + M I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II-17})$$

Avec :

$I_r = L_r - M_r$: inductance cyclique propre du rotor.

$I_s = L_s - M_s$: inductance cyclique propre du stator.

$M = \frac{3}{2} I_m$: inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

En appliquant la transformation de **Park** pour établir les relations entre les flux d'axes **(d,q,o)** et ceux des axes **(a,b,c)** on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} [\Phi_{dqos}] = [A_P][\Phi_s] \\ [\Phi_{dqor}] = [A_P][\Phi_r] \end{array} \right. \quad (\text{II-18})$$

Remarque :

Cette représentation d'état n'est pas unique pour la **MADA**. On peut envisager un vecteur d'état formé des flux au stator et des courants au rotor, des quatre courants au stator ou au rotor ou même des quatre flux au stator ou au rotor et aucune des représentations n'indique un avantage particulier par rapport aux autres [6],[7].

II.6.1 Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park :

La forme générale du couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée modélisée dans le repère de **Park** est donnée par la relation suivante [8] :

$$C_{em} = \frac{3PM}{2L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) = \frac{3P}{2} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{II-19})$$

II .7. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (**MLI**), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude A_r et de fréquence f , avec un signal appelé porteuse d'amplitude A_p et de fréquence f_p très élevée [9].

Le principe exposé dans les **figures II-3, II-4** consiste à comparer chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer (ondes modulantes ondulantes $V_{ri}(t)$, $i = 1, 2, 3$) par un signal triangulaire de haute fréquence (porteuse). Les intersections des ondes modulantes avec l'onde triangulaire, déterminent les impulsions de commande (S_1 , S_2 , S_3) de l'onduleur.

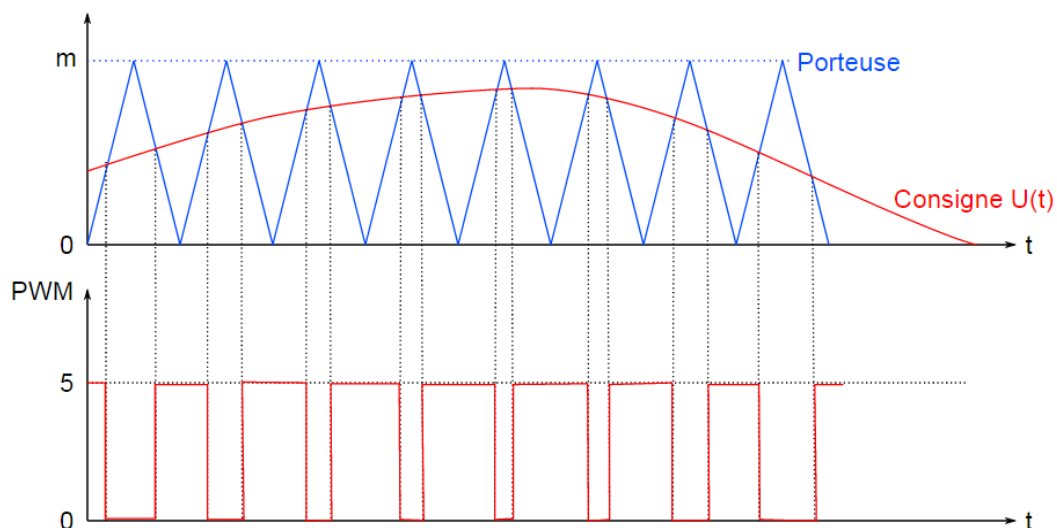


Figure II - 3 . Principe de fonctionnement de la technique MLI triangulo-sinusoidale à une porteuse.

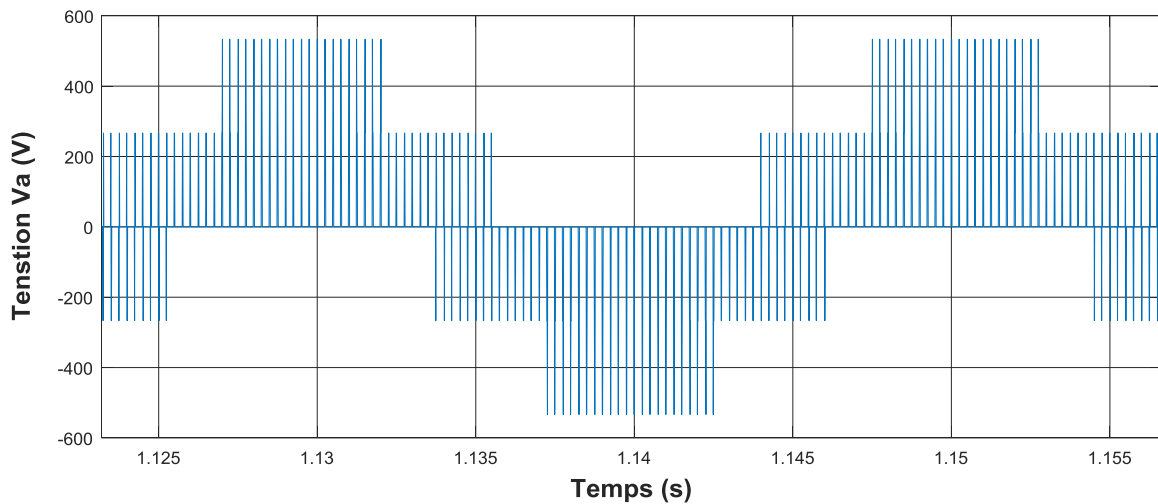


Figure II - 4 Tension de sortie d'une phase de l'onduleur.

II.8. Simulation et interprétation des résultats :

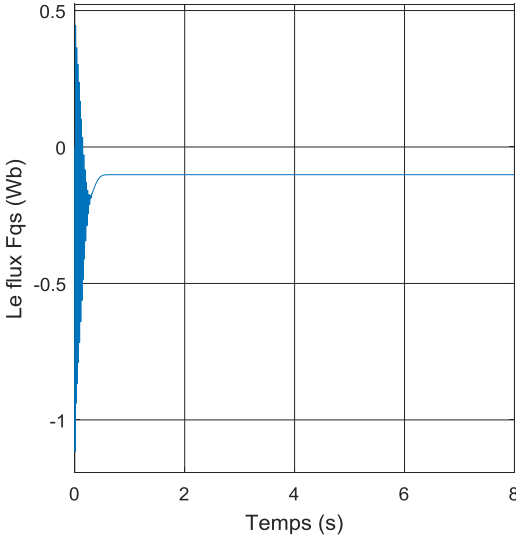
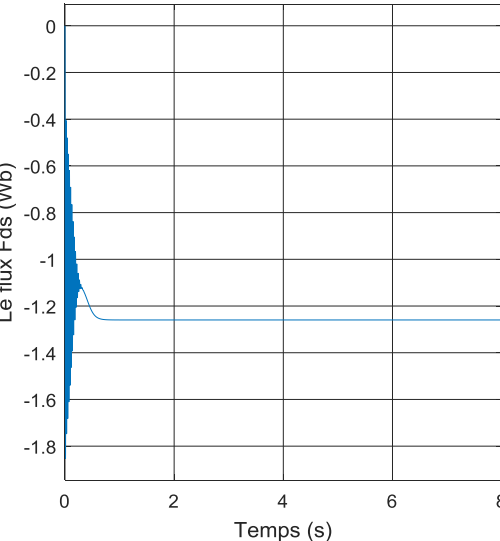
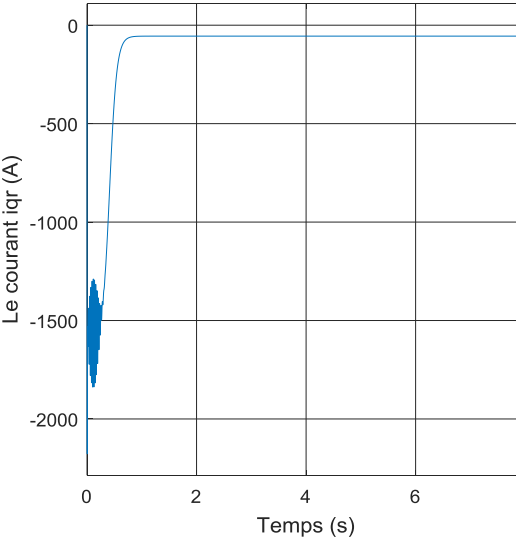
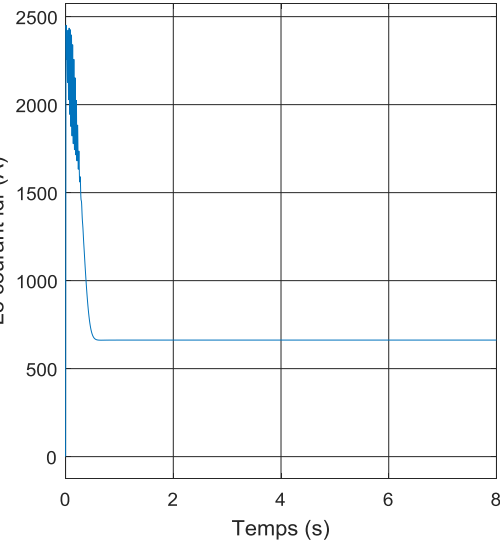
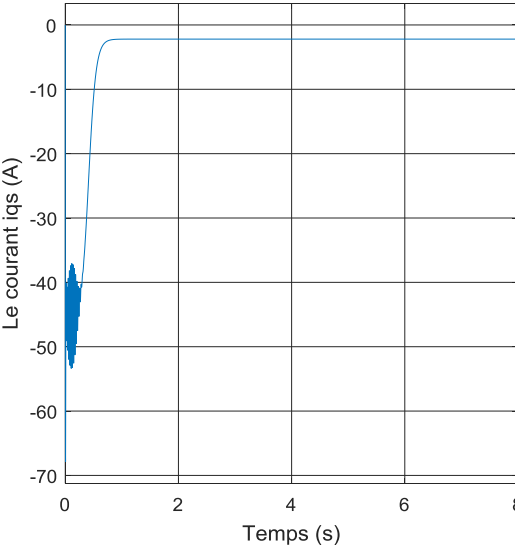
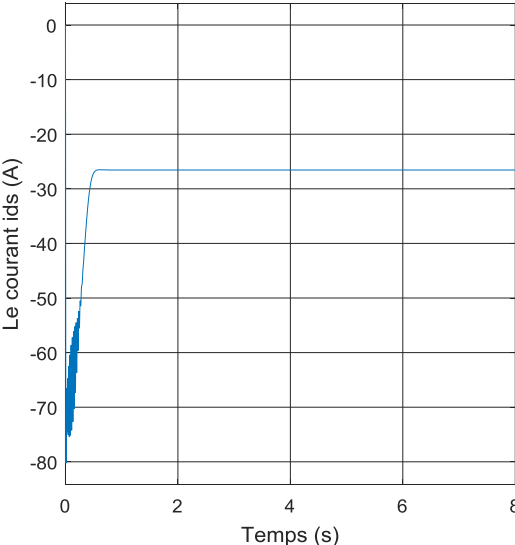
Actuellement la simulation numérique est devenue un moyen inévitable, permettant d'analyser les synthèses les plus compliquées des phénomènes physiques, ainsi que de voir leur comportement avec beaucoup de précision [10].

Pour la simulation de la **MADA** en fonctionnement à vide, on a utilisé le logiciel « MatLab-Simulink ».

II.8.1. Régime à vide $C_r = 0 \text{ N.m}$:

On remarque que toutes les grandeurs de la machine ont un régime transitoire oscillant.

La vitesse électrique du rotor ω atteint une valeur à vide proche de 157 rad/s au bout d'un temps égal à 0.6 s . Ce démarrage rapide a permis d'avoir un établissement rapide du couple électromagnétique au régime transitoire. Les courants rotoriques i_{dr} , i_{qr} se stabilisent à des valeurs proches du zéro au bout d'un temps égal à 0.4 s , quant aux flux statoriques (Φ_{dr} , Φ_{qr}), ils prennent tous des régimes transitoires oscillatoires et se stabilisent aux valeurs respectivement de : -1.25 Wb et -0.1 Wb , comme le représentent les courbes caractéristiques : courants, flux, couple, vitesse, en fonction du temps sur la **figure II-5**.



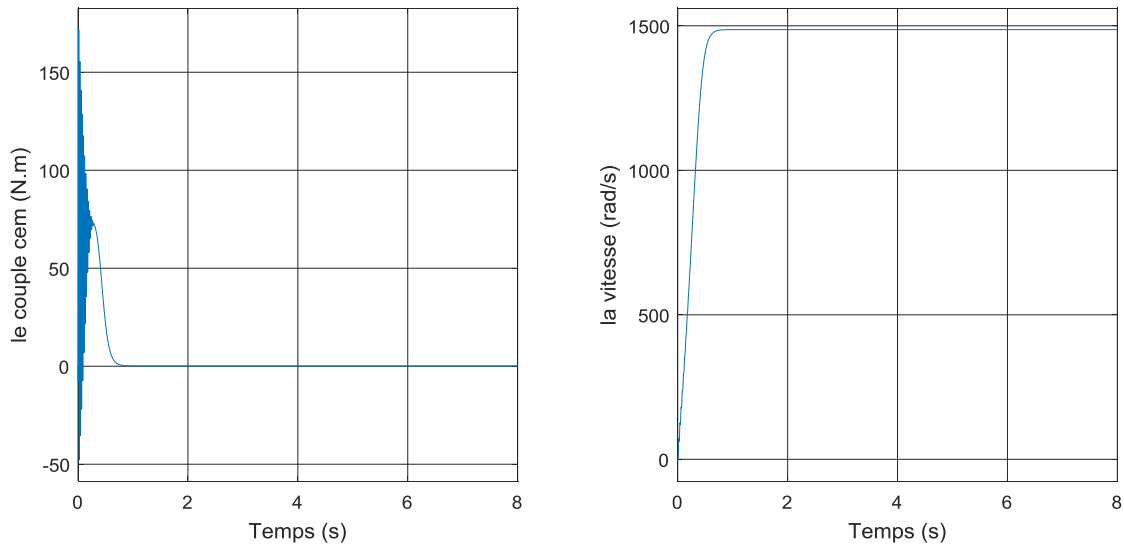
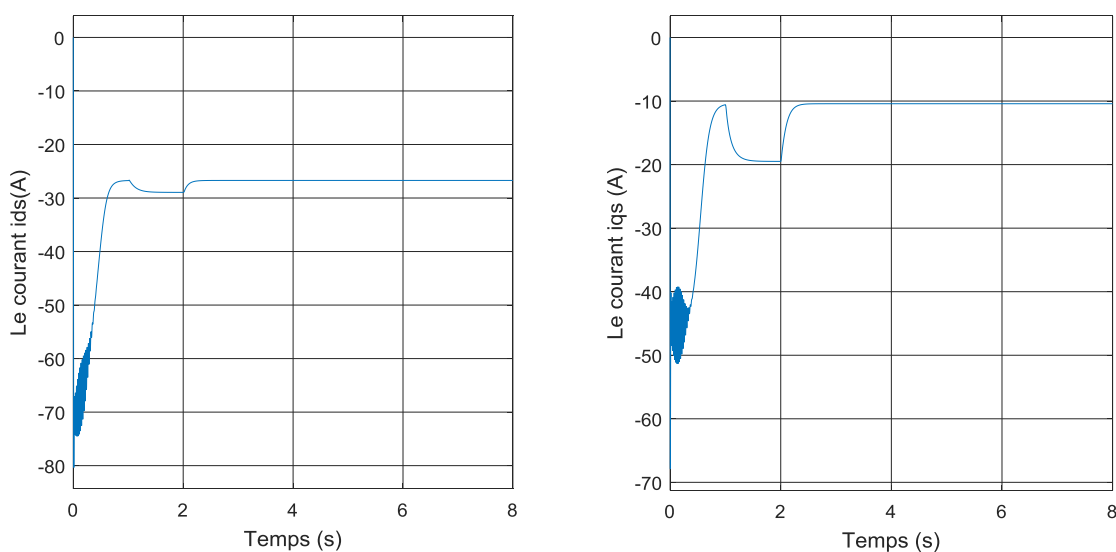


Figure II - 5 Simulation de la MADA à vide.

II.8.2. Application des couples résistants :

On remarque, dès l’application du couple résistant à l’intervalle [1 2] S, l’augmentation du couple électromagnétique afin de le compenser. Cette augmentation induit une légère diminution de la vitesse qui traduit un glissement supplémentaire, correspondant au glissement nominal de la machine et une augmentation du courant i_{qr} .

On constate aussi, le même phénomène pour les flux statoriques (Φ_{dr} Φ_{qr}), qui augmentent à l’instant de l’application de la charge, ce qui explique le couplage naturel existant entre le flux et le couple. **figureII-6.**



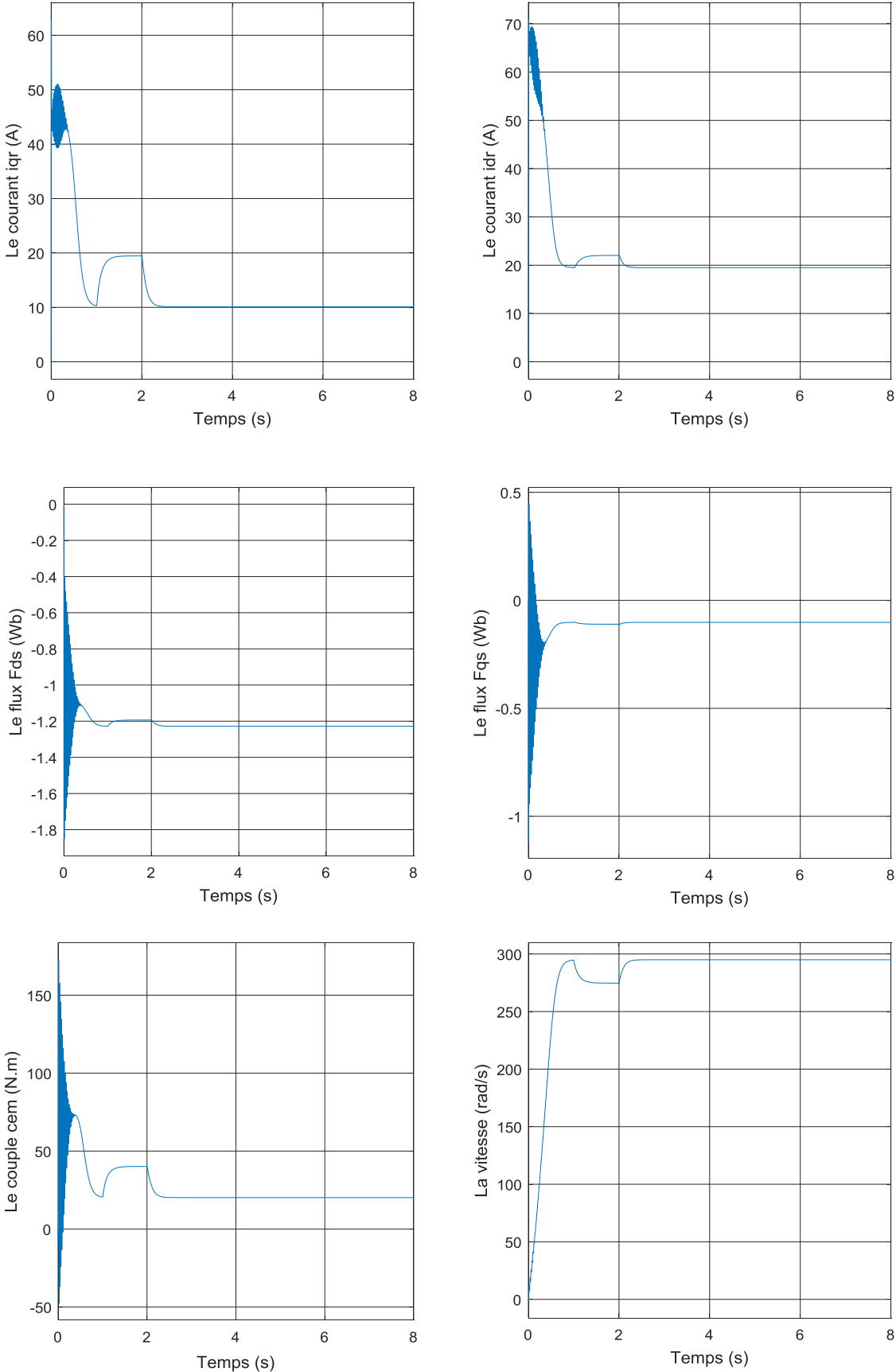


Figure II - 6 Simulation de la MADA en charge.

II.9. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié le modèle de la **MADA** qui a été établi, en passant du système réel triphasé vers le système biphasé de **Park**.

La modélisation et la simulation de la machine asynchrone double alimentée : **MADA** avec comme variation d'états : le courant rotorique et le flux statorique ont permis de déterminer et d'analyser, les différentes caractéristiques du couple ainsi que la vitesse pour différentes valeurs de fréquence et de tension rotorique.

II.10. Références Bibliographiques :

- [1] 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 de Henri Poincaré, Nancy I Décembre ,2006.
- [2] A. Chaiba, “Commande par logique floue de la machine asynchrone à double alimentation en tension,” Thèse de magister de l'université de Batna, 2004.
- [3] J.P. Caron et J.P. Hautier, *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, Editions Technip, 1995.
- [4] 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 Henri Poincaré, Nancy I, 2006.
- [5] F. Poitiers, “Étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne,” Thèse de Doctorat d'état en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, 2003.
- [6] S.Khojit el khil, “Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA),” Thèse de doctorat de I.N.P de Toulouse, France, 2006.
- [7] E.O. USABIAGA, “Modélisation, Conception et Commande d'une Machine Asynchrone sans Balais Doublement Alimentée pour la Génération à Vitesse Variable,” Institut national polytechnique de Grenoble, 2009.
- [8] S. El Aimani, “Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension,” Thèse de doctorat de l'école centrale de Lille, 2004.
- [9] BERREZZEK farid, "Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone", Mémoire de Magister de l'université Badji Mokhtar, Annaba, 2006.
- [10] P.E. Vidal, “Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation,” Thèse de doctorat de I.N.P de Toulouse, France, 2004.



CHAPITRE III :
COMMANDE VECTORIELLE DE
LA MADA

III.1. Introduction :

Depuis plusieurs années les recherches universitaires et industrielles ont été développées afin d'aboutir à un contrôle au variateur asynchrone équivalent à celui d'un moteur à courant continu.

Dans ce contrôle, le flux et le couple deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment. Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone, est le principe caractéristique du « contrôle vectoriel » conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones supportant les perturbations de charge [1].

En général la commande vectorielle peut être présentée selon deux méthodes, l'une est appelée directe est due à Blaschke, et l'autre appelée méthode indirecte a été développée par Hasse [2], nos études sont basées sur cette dernière méthode à cause de sa facilité à réaliser avec un simple contrôle, ainsi sa robustesse.

Le but de ce chapitre est d'introduire une loi de commande pour un réglage découplant les puissances active et réactive de la MADA, avec des régulateurs **PI**.

III.2. Principe de la commande vectorielle :

L'objectif de ce type de commande est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone susceptible d'assurer le contrôle séparé des grandeurs flux et courant.

La commande par flux orienté est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle de moteurs électriques, et dont l'étymologie nous ramène à une notion élémentaire, mais très importante de l'électromagnétisme.

La commande vectorielle de la machine asynchrone consiste à orienter les vecteurs courant et flux afin de rendre le comportement de cette dernière similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (**MCC**) **figure III-1**, où le courant /inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit donc de placer le référentiel (**d, q**) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (**d**) **figure III-2**; ceci implique que le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commande par la composante quadrature [3],[4].

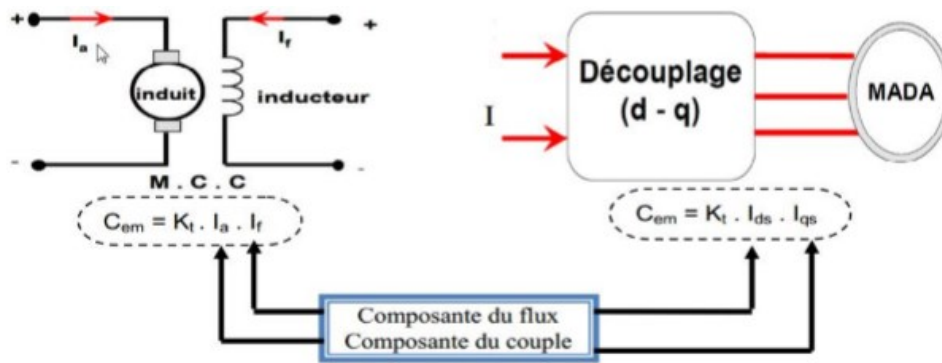


Figure III - 1 Principe de la commande vectorielle.

Le couple électromagnétique de la machine à courant continu est donné par cette équation :

$$C_{em} = K_t \Phi_f \cdot I_a$$

$$\Phi_f = K \cdot I_f$$
(III-1)

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone à double alimentation est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{3PM}{2L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) = \frac{3P}{2} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds})$$
(III-2)

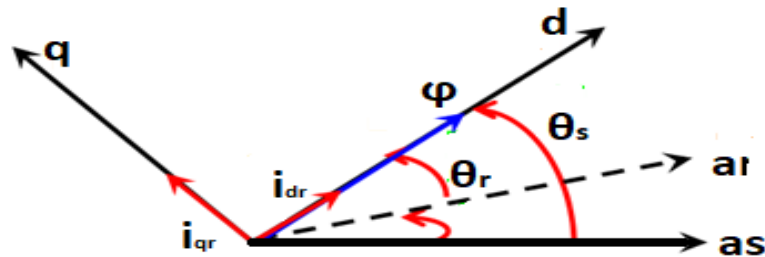


Figure III - 2 Position du référentiel par rapport au flux.

III.2.1. Variantes de la commande vectorielle :

De nombreuses variétés ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer, suivant la source d'énergie [5] :

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

Il existe trois choix possibles pour l'orientation du flux selon l'axe d du repère tournant :

- Orientation du flux rotoriques :
$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases}$$
 (III-3)

- Orientation du flux statoriques :
$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_s \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases}$$
 (III-4)

$$\circ \text{ Orientation du flux magnétisant (d'entrefer)} : \begin{cases} \Phi_{dm} = \Phi_m \\ \Phi_{qm} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

Suivant la détermination de la position du flux :

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

Dans le cadre de ce chapitre nous étudions la commande vectorielle de la génératrice asynchrone à double alimentation avec orientation du repère (**d,q**) suivant la tension statorique.

L'objectif de ce type d'orientation est d'obtenir un modèle simple de la machine asynchrone à double alimentation qui tient compte d'un réglage découplé des puissances active et réactive [6].

III.2.1.1. Commande vectorielle directe :

Cette méthode de commande a été proposée par Blaschke. Dans ce cas, la connaissance du module de flux et de sa phase est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux quel que soit le régime transitoire effectué.

En effet, dans ce cas, le flux est régulé par une contre réaction, donc il doit être mesuré ou estimé à partir des signaux des tensions statoriques et des courants.

Afin d'accéder à l'information concernant l'amplitude et la phase du flux, on peut utiliser des capteurs (sondes à effet de Hall, spires de mesure) placés sous les dents du stator (entrefer de la machine) [3].

L'avantage de cette technique est qu'elle dépend moins des variations paramétriques.

Cependant, l'inconvénient de cette méthode est que les capteurs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.

De plus, les signaux captés sont entachés des harmoniques et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables automatiquement [6].

III.2.1.2. Commande vectorielle indirecte :

Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position, l'idée est proposée par Hasse.

Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle

ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire.

Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine.

Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [4].

III.3. Commande vectorielle de la MADA par des puissances :

L'un des avantages le plus important de l'utilisation de la MADA, outre la taille du convertisseur, est de pouvoir fonctionner à vitesse variable en suivant la caractéristique de puissance optimale de l'éolienne. Dans le cas d'une éolienne la MADA sera utilisée en mode génératrice donc nous allons nous intéresser au contrôle des puissances actives et réactives de la machine.

III.3.1. Modèle de la MADA avec orientation du flux :

On rappelle d'abord le modèle triphasé équivalent de la MADA symétrique représenté dans le référentiel (\mathbf{d}, \mathbf{q}) lié au champ tournant est donné comme suit :

Les équations électriques :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

Les équations des flux :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qr} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

On oriente le flux statorique Φ_s afin qu'il soit aligné sur l'axe d du repère (\mathbf{d}, \mathbf{q}) , ceci implique:

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \Phi_s \\ \Phi_{qs} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

L'équation du flux statorique

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ 0 = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

L'équation du couple électromagnétique

$$C_{em} = -P \frac{M}{L_r} \Phi_{ds} i_{qr} \quad (\text{III-10})$$

Dans l'hypothèse où le réseau auquel est connecté la **MADA** est stable, le flux Φ_{ds} devient alors constant. Le choix de ce repère rend le couple électromagnétique produit par la machine et par conséquent la puissance active uniquement dépendant du courant rotorique d'axe q.

De plus la résistance du bobinage statorique R_s étant négligeable pour les machines de forte puissance utilisées dans les turbines éoliennes [7], l'expression de la tension statorique devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qr} = V_s = \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

Avec ω_s la pulsation électrique des grandeurs statoriques.

III.3.2. Relations entre les courants statoriques et rotoriques :

A partir des équations des composantes directes et quadrature du flux statorique (III-9), nous pouvons écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques comme suit :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{\Phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{dr} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

III.3.3. Expression des puissances actives et réactives dans le repère synchrone :

Dans un repère diphasé quelconque les puissances actives et réactives sont exprimées par :

$$\begin{cases} P = V_{ds}i_{ds} - V_{qs}i_{qs} \\ Q = V_{qs}i_{ds} - V_{ds}i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

L'application des hypothèses choisies ainsi que le système d'axes nous permet d'établir la simplification suivante :

$$\begin{cases} P = V_s i_{qs} \\ Q = V_s i_{ds} \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

Ainsi en remplaçant I_{ds} et I_{qs} par leurs expressions en fonction des courants rotoriques:

$$\begin{cases} P = -V_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q = V_s \frac{\Phi_s}{L_s} - V_s \frac{M}{L_s} i_{dr} \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

De l'expression (III.11) nous pouvons écrire :

$$\Phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (\text{III-16})$$

D'où d'après (III-15)

$$Q = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - V_s \frac{M}{L_s} i_{dr} \quad (\text{III-17})$$

En considérant la mutuelle constante, le système obtenu lie de façon proportionnelle la puissance active au courant rotorique d'axe q et la puissance réactive au courant rotorique d'axe d à la constante $\frac{V_s^2}{\omega_s L_s}$ prés imposés par le réseau.

III.3.4. Expressions des tensions rotoriques en fonction de courants rotoriques :

Afin de pouvoir contrôler correctement la machine, il nous faut alors établir la relation entre les courants et les tensions rotoriques qui seront appliqués à la machine.

En remplaçant dans l'équation des flux (III-11) les courants statoriques par l'expression (III-12) on obtient:

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{dr} + \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \\ \Phi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III-18})$$

En injectant ces équations dans les expressions des tensions rotoriques :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot \frac{di_{dr}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{dr} + g \omega_s \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (III-19)$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{dr} + g \omega_s \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (III-20)$$

Où g correspond au glissement de la MADA.

V_{qr} et V_{dr} : sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine. pour obtenir les courants rotoriques voulus. L'influence des termes de couplage entre les deux axes en $\left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)$ est minime. Une synthèse adéquate des régulateurs dans la boucle de commande permettra de les compenser.

En revanche le terme $g \omega_s \frac{M V_s}{\omega_s L_s}$ représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation. Son influence n'est pas négligeable car elle entraîne une erreur de traînage. Le contrôle du système devra donc prendre en compte cette erreur.

Les équations (III-16), (III-17) et (III-19) nous permettent d'établir le schéma bloc du système électrique de la MADA à réguler **figure III-3**.

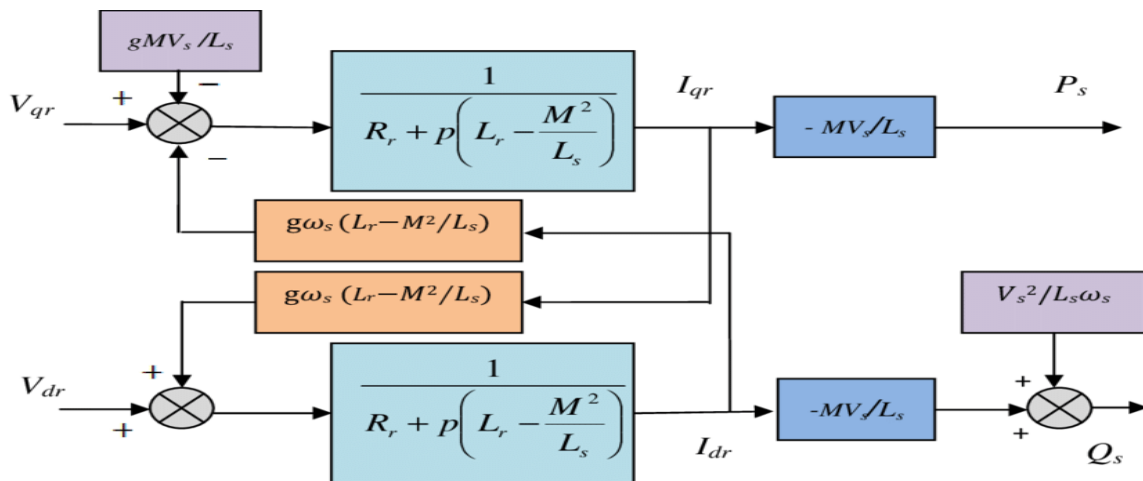


Figure III - 3 Schéma bloc de la MADA.

Dans ce schéma nous avons fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances actives et réactives statoriques. Ce qui nous permet de mettre en place une commande vectorielle, étant donné qu'à l'influence du couplage près, chaque axe peut être commandé indépendamment avec chacun son propre régulateur. Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe q rotorique et la puissance active pour l'axe d rotorique. La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau. La consigne de puissance active devra permettre de garder le coefficient de puissance de l'éolienne optimal [8].

Ainsi, il apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine:

- ❖ La première méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives. Cette méthode sera appelée **méthode directe** car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.
- ❖ La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques.

L'intérêt que présente la méthode directe est que sa mise en œuvre est simple, par contre la méthode indirecte a l'avantage de contrôler les courants rotoriques ce qui permettra de faire une protection de la machine en limitant ces courants ou de rajouter une référence de courant harmonique pour faire fonctionner la **MADA** mais elle est plus complexe à mettre en œuvre.

III.4. Commande directe de la MADA :

Dans cette section, nous présentons la régulation indépendante des puissances actives et réactive de la machine. il a été mis en évidence le lien entre, d'une part la puissance active et la tension V_{qr} et d'autre part la puissance réactive et la tension V_{dr} . **figure III.4** [6].

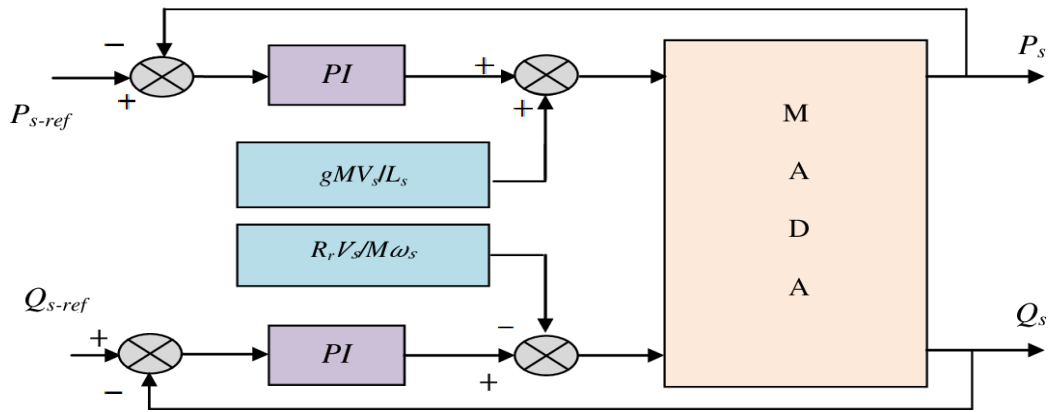


Figure III - 4 Schéma bloc de la commande directe.

III.5. Commande indirecte de la MADA :

La méthode indirecte consiste à reproduire, en sens inverse, le schéma bloc du système à réguler est présenté dans la **figure III-3**. En combinant les différentes équations des flux, des tensions rotoriques, des courants et des puissances, nous pouvons exprimer les tensions en fonction des puissances. On construit ainsi un schéma bloc permettant d'exprimer les tensions en fonction des puissances. On aboutit alors à un modèle qui correspond à celui de la machine mais dans l'autre sens.

III.5.1. Commande sans boucle de puissance :

Pour obtenir une bonne stabilité du système on introduit une boucle de régulation des courants rotoriques **figure III-5** dont les consignes sont directement déduites des valeurs des puissances que l'on veut imposer à la machine.

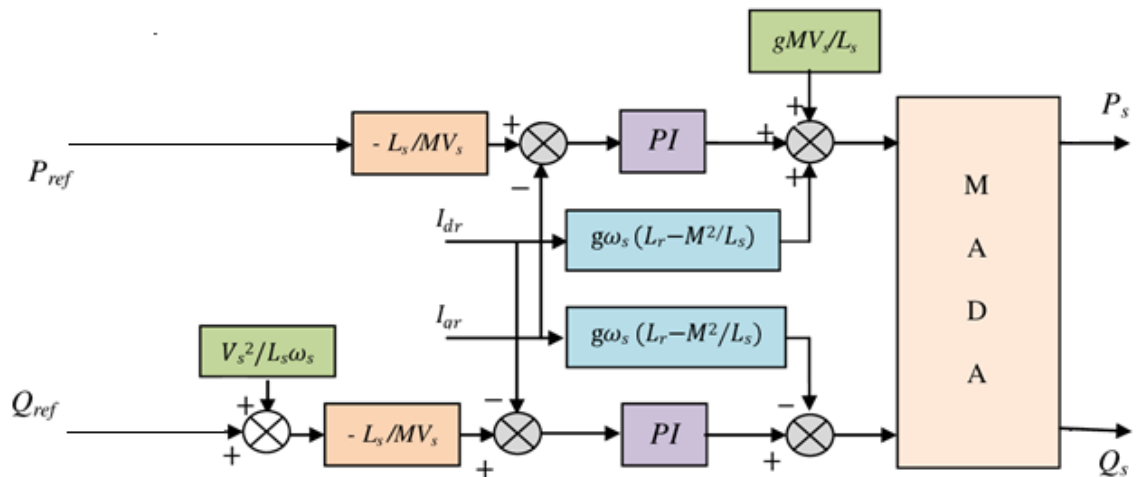


Figure III - 5 Schéma bloc de la commande indirecte sans boucle de puissance.

III.5.2. Commande avec boucles de puissance :

Afin d'améliorer la commande précédente, nous allons incorporer une boucle de régulation supplémentaire au niveau des puissances afin d'éliminer l'erreur statique tout en préservant la dynamique du système. Nous aboutissons au schéma bloc présenté dans la **figure III-6** sur lequel on distingue bien les deux boucles de régulation pour chaque axe, l'une contrôlant le courant et l'autre la puissance [2].

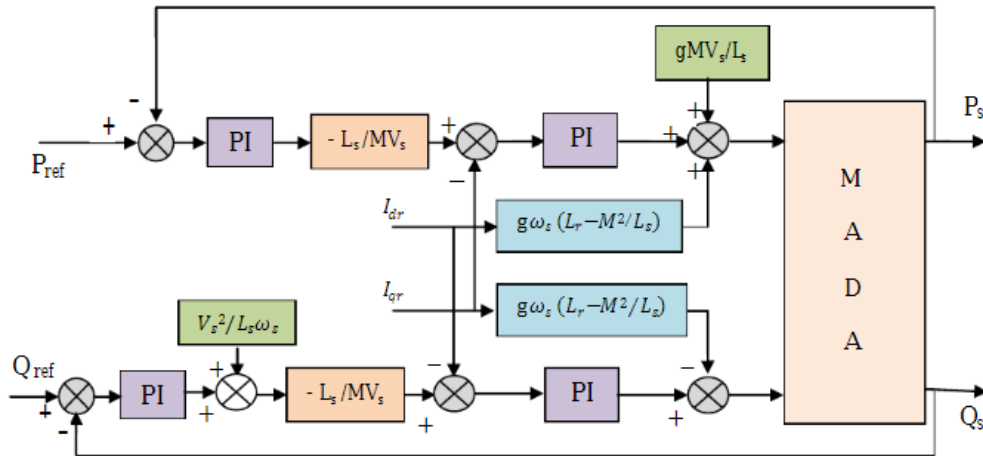


Figure III - 6 Schéma bloc de la commande indirecte avec boucle de puissance.

III.6. Synthèse des régulateurs :

La synthèse des régulateurs est la même pour chaque type de structures (directe et indirecte) **figures III-7 et III-8**. dans cette étude nous intéressons à la synthèse des régulateurs pour la structure directe et indirect [9].

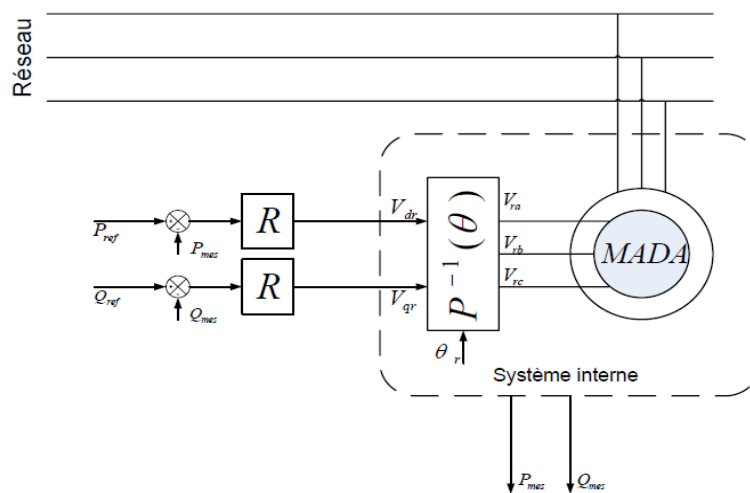


Figure III - 7 Schéma bloc de la commande directe.

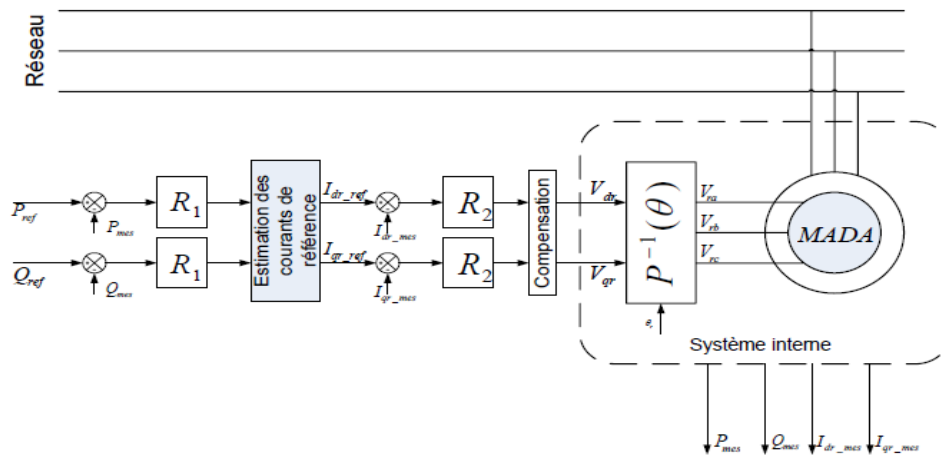


Figure III - 8 Schéma bloc de la commande indirecte.

III.6.1. Régulateur PI :

Dans un premier temps une commande à base de régulateur **PI** sera réalisée. Cette dernière en étant simple et rapide à mettre en œuvre, procure l'avantage d'avoir des performances acceptables.

Comme il a été illustré dans les paragraphes précédents, chaque axe comprend un régulateur de

type **PI** dont la fonction de transfert est de la forme $K_p + \frac{K_i}{s}$.

Nous avons donc un système bouclé et corrigé par le régulateur précédemment cité figure III-9.

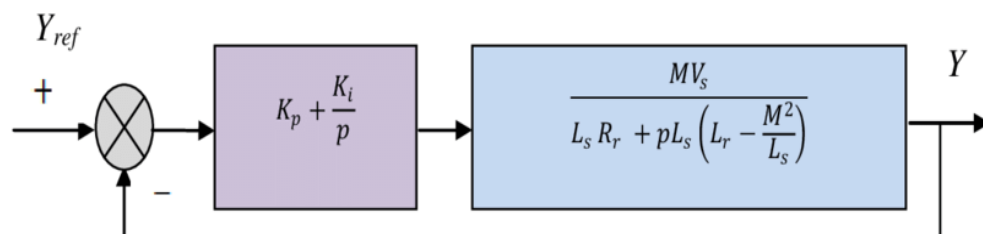


Figure III - 9 Système régulé par un régulateur PI.

Le régulateur est donné par $G_R(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$ (III-21)

Le système est donné par la fonction de transfert $G_p(s)$ avec

$$G_p(s) = \frac{MV_s}{L_s R_r + sL_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}$$
 (III-22)

La fonction de transfert en boucle ouverte (**FTBO**) avec le régulateur **PI** s'écrit alors :

$$FTBO = \frac{s + \frac{K_i}{K_p} \frac{M.V_s}{L_s.(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{\frac{p}{k_p} s + \frac{L_s.R_s}{L_s.(L_r - \frac{M^2}{L_s})}} \quad (III-23)$$

La méthode de compensation des pôles est celle choisie pour la synthèse des régulateurs. Ainsi nous aurons l'égalité suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{L_s.R_s}{L_s.(L_r - \frac{M^2}{L_s})} \quad (III-24)$$

Il est à noter que la compensation des pôles n'a d'intérêt que si les paramètres de la machine sont connus avec une certaine précision car les gains des correcteurs en dépendent directement. Dans le cas contraire la régulation sera défailante.

En effectuant la compensation de la fonction de transfert en boucle ouverte, celle-ci devient :

$$FTBO = \frac{K_p \frac{M.V_s}{L_s.(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p} \quad (III-25)$$

En boucle fermée nous aurons :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r p} \quad \text{Avec} \quad \tau_r = \frac{1}{K_p} \cdot \frac{L_s.(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{M.V_s} \quad (III-26)$$

Le temps de réponse τ_r sera choisi lors de la simulation afin d'offrir le meilleur compromis entre performance et rapidité. D'autant plus qu'une valeur non adaptée causerait des perturbations lors des régimes transitoires et provoquerait des dépassements et des instabilités indésirables [7].

Ainsi, les gains des correcteurs seront exprimés en fonction des paramètres de la machine comme suit :

$$K_p = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{L_s.(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{M.V_s} \quad K_i = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{R_r.L_s}{M.V_s} \quad (III-27)$$

Il est clair que la méthode de la compensation des pôles n'est pas la seule alternative permettant la synthèse des régulateurs **PI**. Toutefois cette méthode procure l'avantage d'être rapide à mettre en œuvre sur une fonction de premier ordre [10] [11].

III.7. Résultats de simulation :

Dans ce qui suit nous allons étudier les performances (suivi de consigne, sensibilité aux perturbations) de régulateur cité précédemment (**PI**) pour les deux méthodes de contrôle des puissances, la méthode directe et la méthode indirecte. Cette analyse sera réalisée par des simulations de modèle simplifié de la machine asynchrone double alimentations, présenté au chapitre 2, utilisée dans le domaine éolien. Les simulations sont effectuées sous l'environnement de logiciel **MATLAB /SIMULINK**.

Cet essai consiste à réaliser un changement des consignes de puissances actives et réactives tout en maintenant la vitesse d'entraînement de la **MADA** constante.

Conditions d'essai :

- La machine entraînée à 1440 tr/min.
- L'onduleur est supposé parfait (Interrupteurs statiques idéals).
- A l'instant $t=3$ s, la puissance active varie de la valeur de 10000W à une valeur de -10000W.
- A l'instant $t=2$ s, la puissance réactive varie de la valeur de 5000VAR à une valeur nulle.

III.7.1 La méthode directe :

a. Sans onduleur :

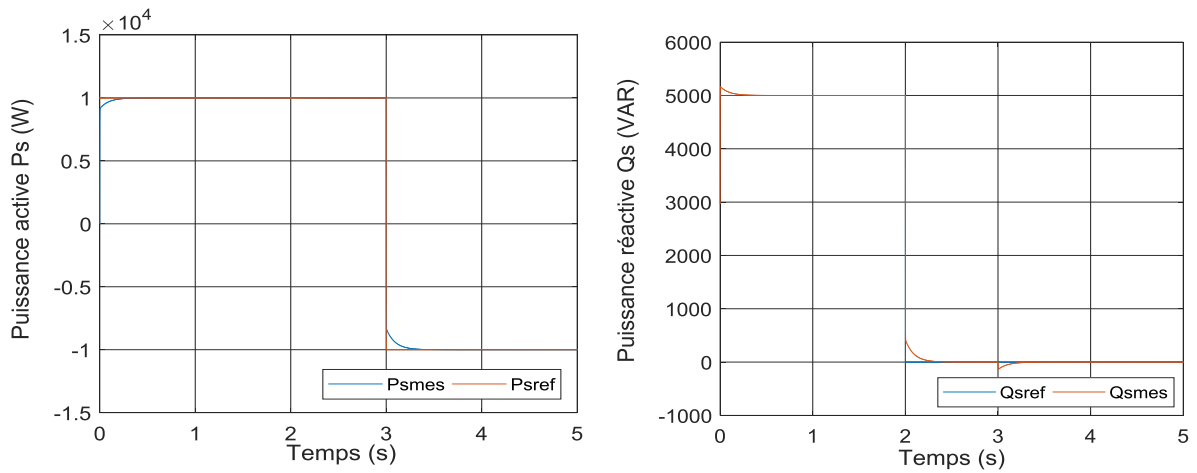


Figure III - 10 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique.

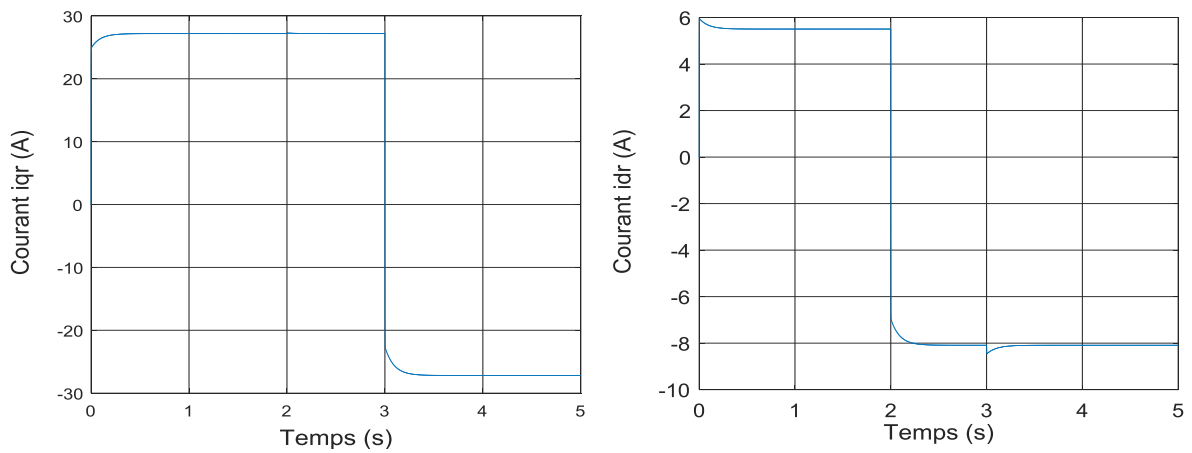


Figure III - 11 Allures des courants rotoriques.

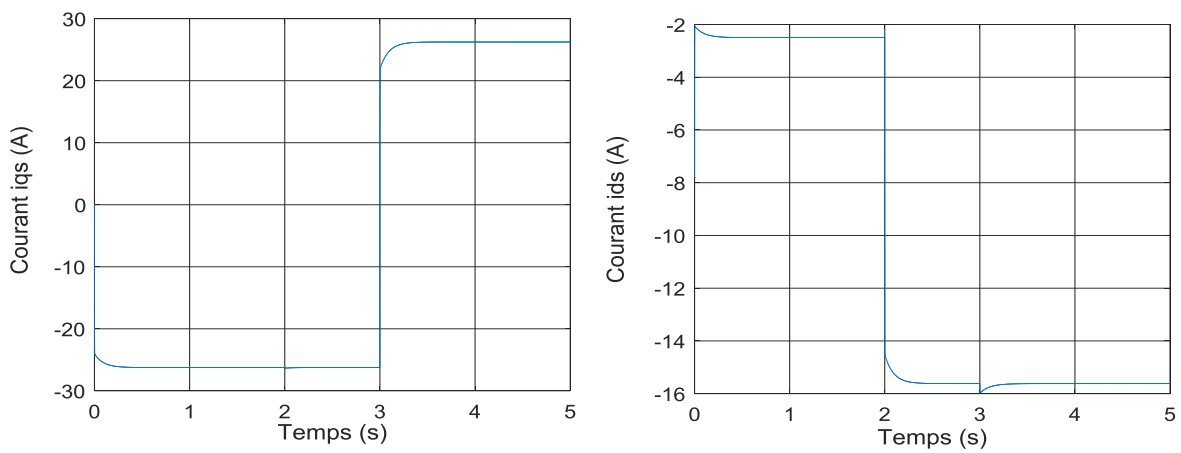


Figure III - 12 Allures des courants statoriques.

b. Avec onduleur :

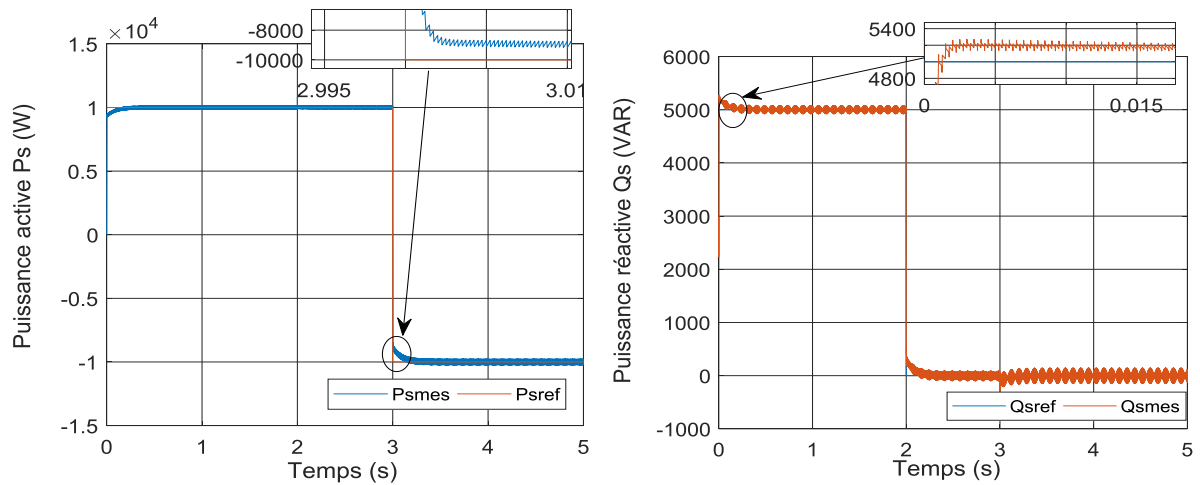


Figure III - 13 Suivi de consigne de puissances active et réactive.

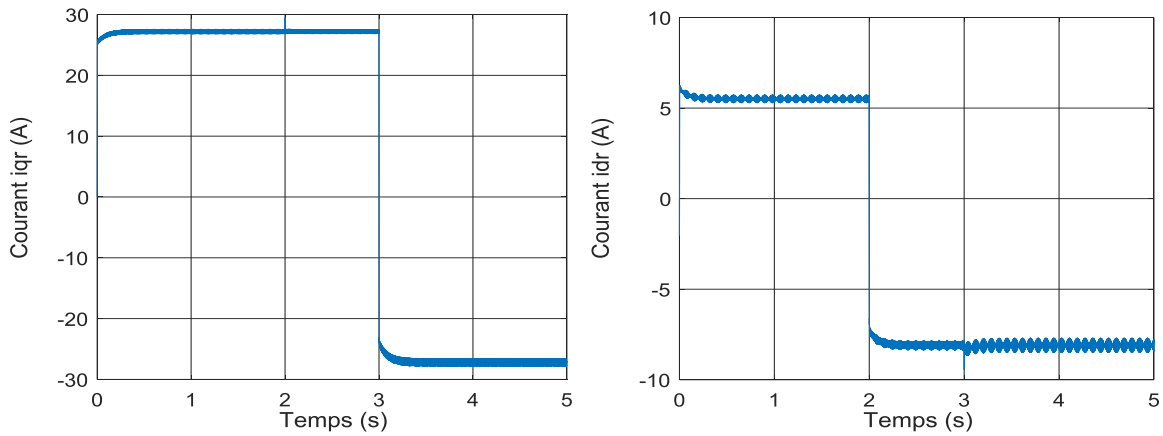


Figure III - 14 Allures des courants rotoriques Avec onduleur.

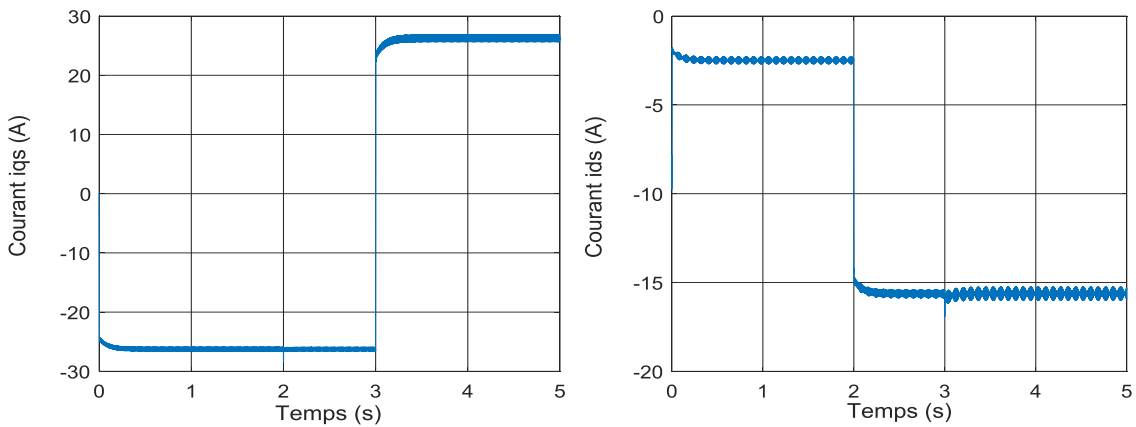


Figure III - 15 Allures des courants statoriques Avec onduleur.

III.7.2 La méthode indirecte :

a. Sans onduleur :

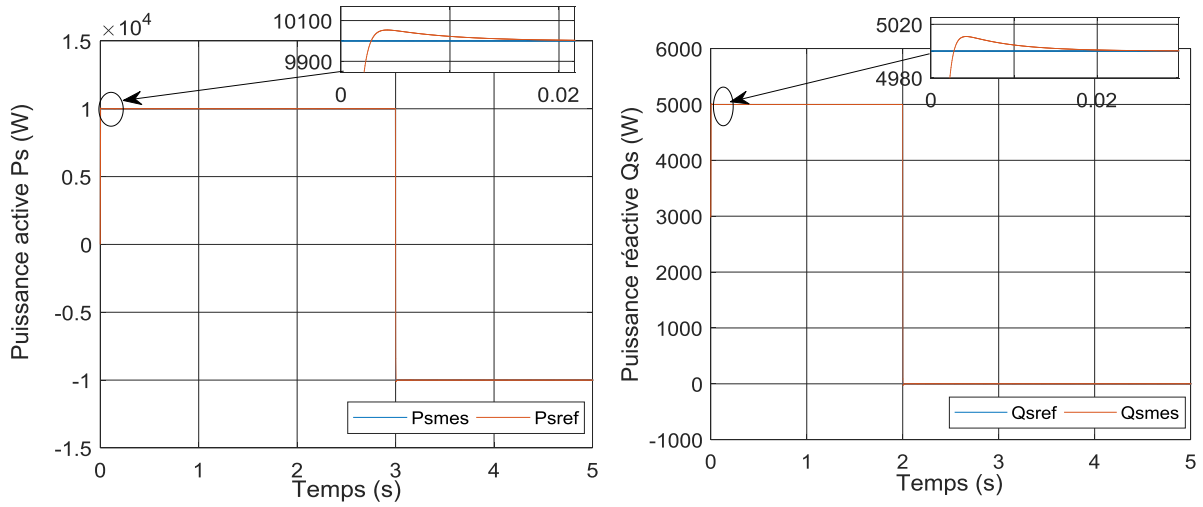


Figure III - 16 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique.

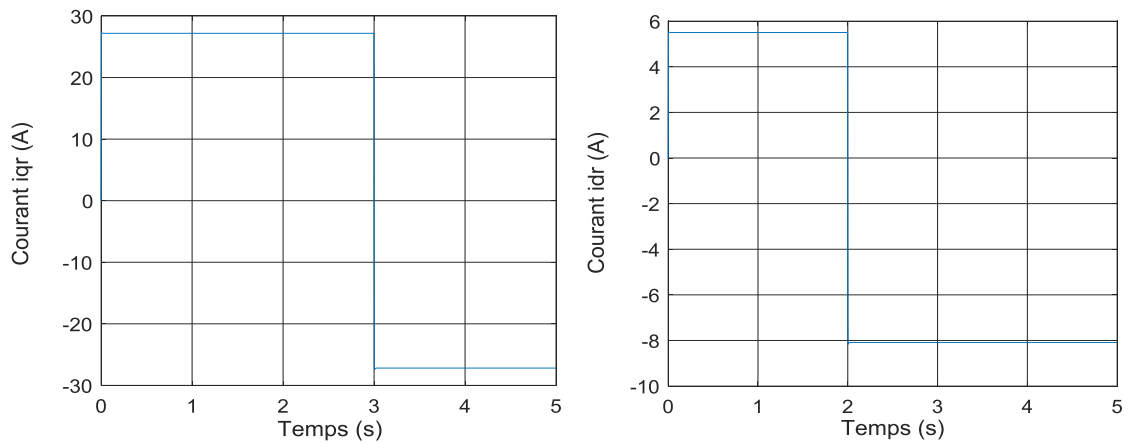


Figure III - 17 Allures des courants rotoriques.

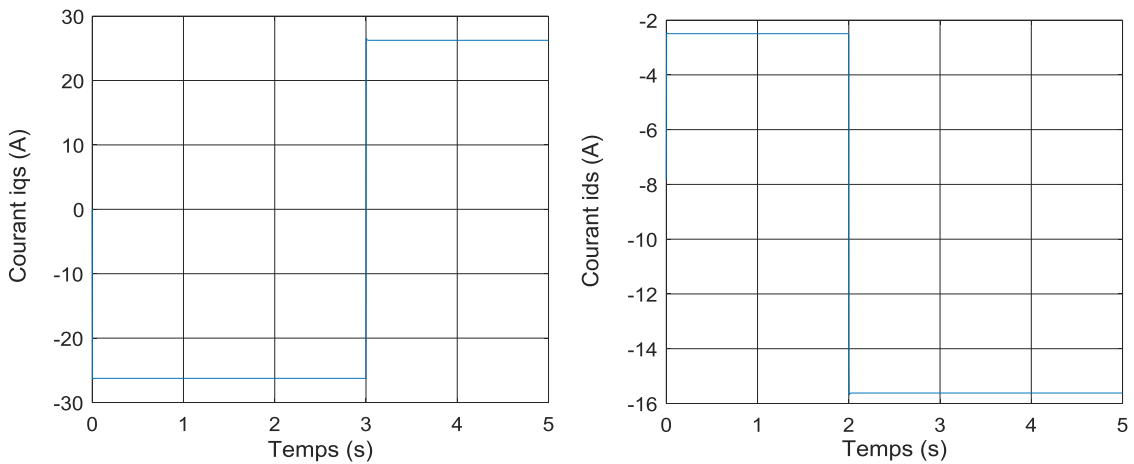


Figure III - 18 Allures des courants statoriques.

b. Avec onduleur :

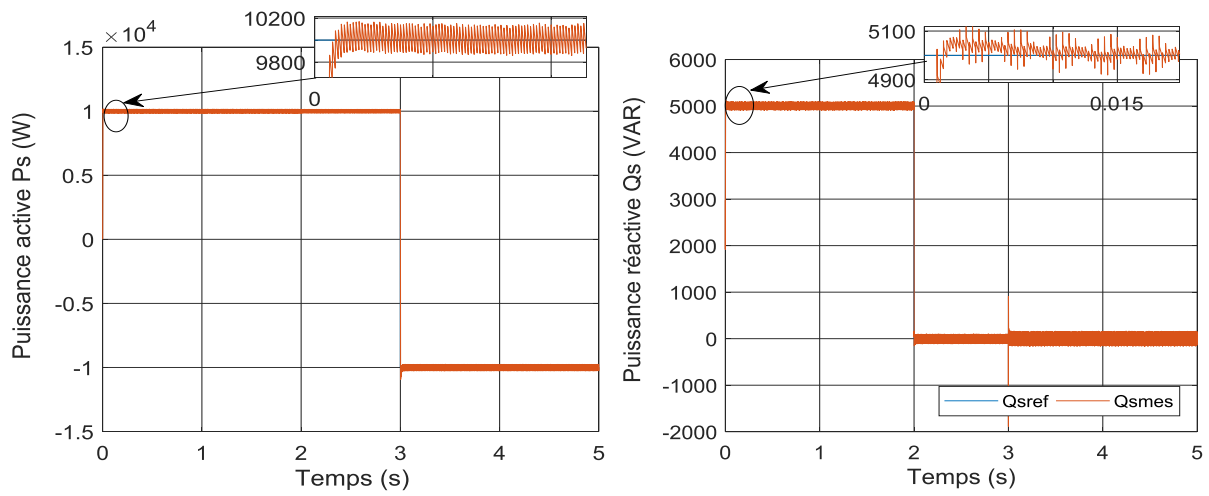


Figure III - 19 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique.

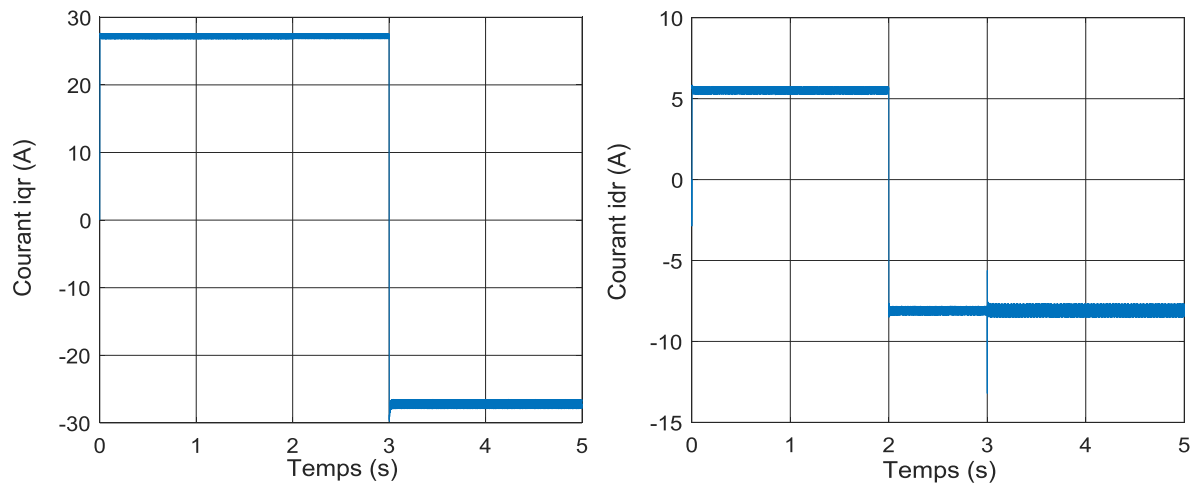


Figure III - 20 Allures des courants rotoriques.

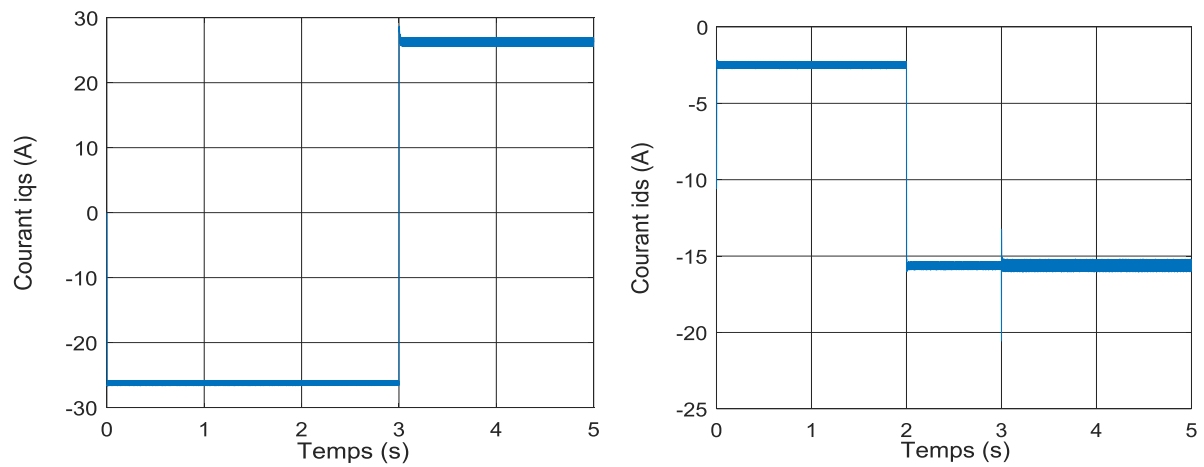


Figure III - 21 Allures des courants statoriques.

III.7.3. Comparaison Entre La Méthodes Directe Et Indirecte :

Après la présentation des méthodes directe et indirecte de commande vectorielle, nous pouvons comparer suivant leur complexité et leur robustesse par rapport aux paramètres.

Il est important de souligner qu'un estimateur de flux est nécessaire pour la commande vectorielle directe, tandis qu'il ne l'est pas dans le cas de commande vectorielle indirecte parmi les paramètres des machines, c'est la résistance rotorique qui varie le plus selon la température. Par conséquent, elle a la plus grande influence sur la performance du système de commande, car cette grandeur est utilisée pour calculer la pulsation de glissement dans le cas de commande vectorielle indirecte et pour estimer le flux rotorique dans le cas de commande vectorielle directe. Pour éviter ce problème, un estimateur de flux statorique peut être utilisé dans la commande vectorielle directe.

Cependant, cette approche est limitée par le fait qu'un découplage parfait entre le couple et le flux est garanti seulement à haute vitesse par ce qu'il est très difficile d'estimer le flux de manière précise à basse vitesse à partir de signaux de tension. De plus des capteurs de tension sont nécessaires pour cet estimateur de flux statorique

En générale, la méthode indirecte est plus simple que la méthode directe, mais le choix de méthodes ainsi que stratégies varient d'une application à l'autre.

III.7.4. Interprétation des résultats :

Les résultats de simulation présentent les différents courbes obtenus par les deux commandes, directe et indirecte, des puissances actives et réactives générées au niveau du stator de la MADA. Les deux commandes permettent de découpler les expressions de la puissance active et réactives du générateur ou encourent celle du flux et du couple. La composante quadrature du courant rotorique i_{qr} contrôle la puissance active, et la composante directe i_{dr} contrôle la puissance réactive échangée entre le stator et le réseau.

En ce qui concerne le découplage entre les axes directs et quadratures, il est à noter que celui-ci n'apparaît pas dans le graphe de la puissance active. Cependant dans celui de la puissance réactive l'influence de l'échelon de P y est visible. Néanmoins cette influence est moins conséquente dans la commande indirecte.

Dans cette optique il a été constaté dans le cas de régulateur **PI** que la commande directe est lente que celle indirecte.

Lorsque l'onduleur est pris en compte dans les simulations, on peut constater les mêmes interprétations précédentes, sauf que les courbes des différentes grandeurs présentent des faibles oscillations.

III.8. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons développé deux méthodes de commande vectorielle en puissance de la **MADA** à savoir : la commande directe et la commande indirecte. Effectivement nous avons pu voir que la commande directe est la plus simple à mettre en œuvre, mais pas la plus performante.

En revanche, la méthode indirecte nous permet, en association avec le bouclage des puissances, d'avoir un système performant et robuste. Elle est certes plus complexe à mettre en œuvre, mais permettra d'avoir un fonctionnement optimal du système de génération électrique en minimisant les éventuels soucis liés aux variations des paramètres de la machine et du système éolien.

Le régulateur **PI** donne des meilleures performances pour les deux méthodes, directe et indirecte, avec un temps de réponse très court et un dépassement très réduit.

Il existe des commandes ou des régulateurs modernes qui s'adaptent et qui sont très sensibles et très robustes. Notre prochain chapitre est consacré à l'application d'un régulateur **PI** flou à **MADA**.

III.9. Références Bibliographiques :

- [1] M. Pietrzak-David et B. De Fornel, "Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle," *Journées de la SEE Groupe Nord*.
- [2] F. Poitiers, "Étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne," Thèse de Doctorat d'état en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, 2003.
- [3] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques," Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 1999.
- [4] A.L. Imad, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone," Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2004.
- [5] B. Akin, "State estimation techniques for speed sensorless field oriented control of induction motors," middle east technical university, 2003.
- [6] S.Khojit el khil, "Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)," Thèse de doctorat de I.N.P de Toulouse, France, 2006.
- [7] A. GAILLARD, "Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service," Thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 2010.
- [8] 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 Henri Poincaré, Nancy I, 2006.
- [9] A. Dendouga, R. Abdessemed, M.L. Bendaas, et A. Chaiba, "Sliding Mode Control of Active and Reactive Powers Generated by a Doubly-Fed Induction Generator (DFIG)," *Journal of Electrical Engineering*.
- [10] M. Yamamoto et O. Motoyoshi, "Active and reactive power control for doubly-fed wound rotor induction generator," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 6, 1991, p. 624-629.
- [11] KOUADRIA Mohamed Abdeldjabbar, ALLAOUI Tayeb, KOUADRIA Selmane "Control flou d'une MADA intégrée dans une eolienne "The INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRONICS & OIL: FROM THEORY TO APPLICATIONS March 05-06, 2013, Ouargla, Algeria



CHAPITRE IV :
COMMANDE FLOUE DE
LA MADA

IV.1. Introduction :

Afin de pouvoir appliquer la technique de la logique floue à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation, nous présentons dans ce chapitre les concepts de la logique floue et nous exposons tous les aspects méthodologiques nécessaires à la compréhension de cette technique. Nous étudions ensuite la conception d'un contrôleur flou pour la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation **MADA**.

IV.2. Historique:

Les origines de la logique floue se trouvent dans le principe de l'incertitude de Heisenberg. Dans les années 20, les physiciens ont introduit la troisième valeur $\frac{1}{2}$ dans le système logique bivalent $\{0, 1\}$. Au début des années 30, le logicien polonais Jan Lukasiewicz a développé le système logique avec trois valeurs.

Depuis les années 30, Max Black a appliqué la logique floue aux ensembles d'éléments ou de symboles. Il a dessiné la première fonction d'appartenance (Membership fonction) [1].

Il a fallu attendre 1965, pour que le concept des sous-ensembles flous soit proposé par Lotfi Zadeh, automaticien de réputation internationale, qui a contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle. Il publia un article intitulé (Fuzzy sets) ou (Ensembles flous) en 1974, Mr. Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, ce qui introduisait la commande floue dans la régulation des processus industriels. Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes, telle que la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société Smidt-Fuller en 1978. C'est la première véritable application industrielle de la logique floue. Grâce au chercheur japonais Sugeno, la logique floue était introduite au Japon dès 1985.

Les sociétés japonaises comprirent l'avantage à la fois technique et commercial de la logique floue [2].

Freinée par la réticence à appréhender un nouveau concept et par des difficultés de réalisation pratique, la logique floue ne débouche réellement qu'en 1990 avec l'apparition de produits et de systèmes utilisant cette technique. Et en 1995 grâce à Jang, l'application de la logique floue s'élargit aux systèmes à réseaux de neurones et à l'intelligence artificielle. Aujourd'hui, la logique floue est arrivée à maturité et utilisée dans de nombreuses applications

industrielles et gestionnaires. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement [3].

IV.3. Principes et définitions de la logique floue :

Dans la perspective des sciences de l'ingénieur, nous pouvons admettre que dans les situations où les méthodes traditionnelles de modélisation à partir d'observation physiques s'avèrent non satisfaisantes, les sciences subjectives, particulièrement la logique floue, peuvent rendre beaucoup de services, dès lors que les connaissances sur la façon de résoudre un problème, de piloter un grand système, d'effectuer un réglage...etc. sont disponibles. Cela suppose que l'on sache définir des méthodes rigoureuses de représentation des connaissances.

En pratique la résolution d'un problème concret peut avoir recours à l'utilisation conjointe des méthodes objectives traditionnelles et celles subjectives. La logique floue offre un cadre formel, qui n'existait pas auparavant [2].

IV.3.1. Ensemble floue :

La théorie des ensembles flous est une théorie mathématique dont l'objectif principal est la modélisation des notions vagues et incertaines du langage naturel. Elle évite les inadéquations de la théorie des ensembles classiques quant au traitement de ce genre de connaissances [2]. La fonction d'appartenance d'un ensemble classique A est définie par:

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

Cela signifie qu'un élément x est soit dans A ($\mu_A(x) = 1$) ou non ($\mu_A(x) = 0$). Or dans plusieurs situations, il est parfois ambigu que x appartienne ou non à A.

IV.3.2. Fonction d'appartenance :

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par $\mu_A(x)$. L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné [4]. Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme, mais en général, les fonctions d'appartenances les plus utilisées sont définies par des formes géométriques ou des fonctions. **figure IV-1.**

Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaire et trapézoïdale, donc par des segments de droite, les fonctions sont alors dites linéaires par morceaux.

Dans la plupart des cas, et en particulier pour le réglage par la logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous.

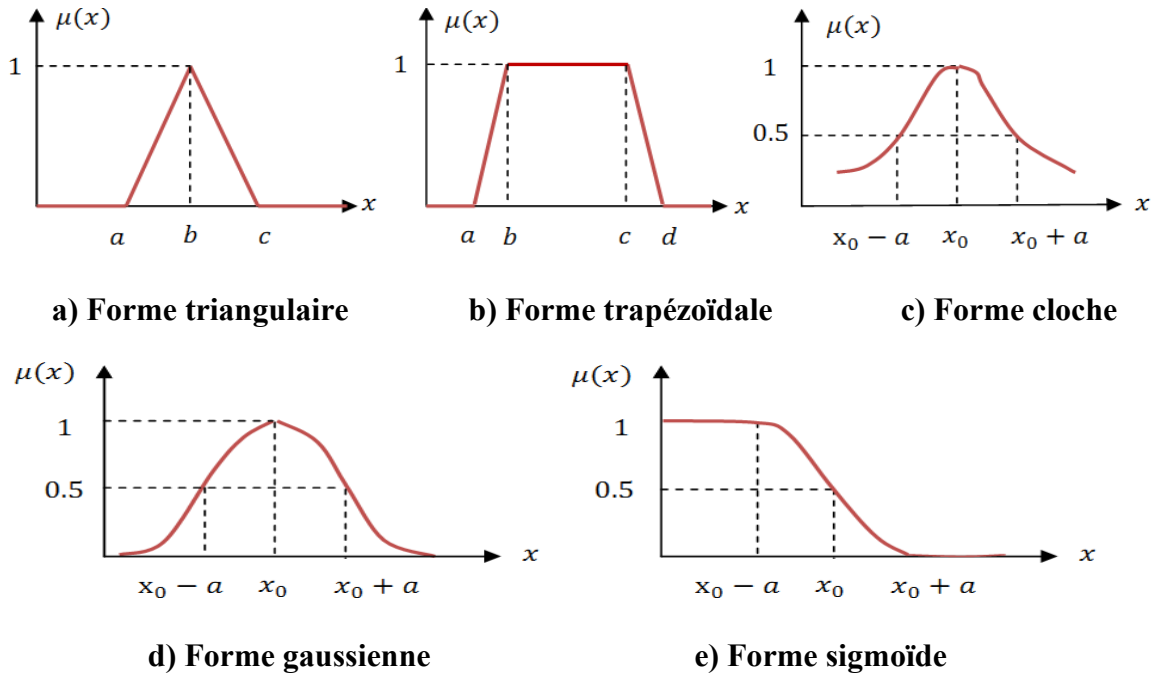


Figure IV - 1 Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

Pour certaines situations, les fonctions d'appartenance sont égales à l'unité pour une seule valeur de la variable et égale à 0 pour les autres comme le montre la **figure IV-2**.

Elles prennent alors le nom de « fonction d'appartenance singleton ». Elle correspond dans le domaine flou à une valeur particulière de cette variable.

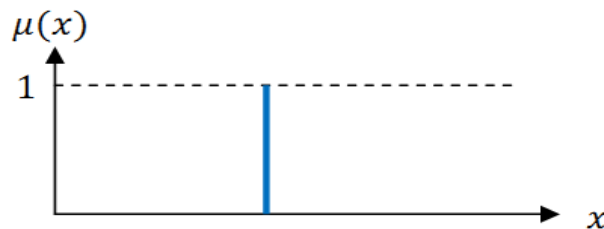


Figure IV - 2 Fonction d'appartenance singleton.

IV.3.3. Univers de discours :

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_E(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou E .

Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_E(x)$ peut être réduit à un sous ensemble de l'univers de discours. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous ensembles flous de l'univers de discours que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue x . Par abus de langage, les sous-ensembles flous sont fort souvent confondus avec l'ensemble flou [4].

IV.3.4. Variables linguistiques :

Le concept des variables linguistiques joue un rôle important dans le domaine de la logique floue. Une variable linguistique comme son nom le suggère, est une variable définie à base de mots ou des phrases au lieu des nombres. En effet, la description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme "quelque, beaucoup, souvent, chaud, froid, rapide, lent, grand, petit ...etc." [4]. Ce genre d'expressions forme ce qu'on appelle des variables linguistiques de la logique floue.

On peut représenter une variable linguistique par un triplet (V, U, T_v) , tels que : V est une variable numérique (Vitesse, Taille, Température) définie sur un univers de référence U et T_v est un ensemble de catégories floues de U , qui sont utilisées pour caractériser V à l'aide de fonctions d'appartenance. Considérons la vitesse de rotation d'une machine électrique comme une variable linguistique définie sur un univers de discours $U = [0, 3000]$ rd/s, et son ensemble de catégories floues $T_{\text{vitesse}} = (\text{petite, moyenne, grande})$.

Ces trois ensembles flous de T_{vitesse} peuvent être représentés par des fonctions d'appartenance comme le montre la **figure IV-3** [5].

$$\mu_{petite}(x) = (VP) \quad \mu_{moyenne}(x) = (VM) \quad \mu_{grande}(x) = (VG)$$

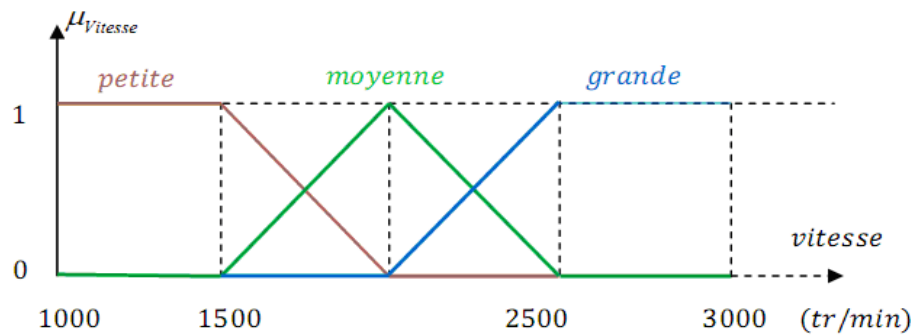


Figure IV - 3 . Fonctions d'appartenance avec trois sous ensembles flous pour la variable linguistique vitesse.

IV.4. Propriétés des ensembles flous :

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

Soient E et F, deux sous-ensembles flous d'une variable linguistique définis sur l'univers de discours UD par leurs fonctions d'appartenance respectives μ_E et μ_F .

IV.4.1. Opérateur ET (Intersection floue) :

Le sous-ensemble flou, correspondant à l'intersection des sous-ensembles E et F est défini par les éléments x de l'univers de discours UD qui appartiennent à E et à F.

Dans la logique floue, l'opérateur ET peut être exprimé par :

$$\mu_{E \cap F}(x) = \min\{\mu_E(x), \mu_F(x)\} \quad \forall x \in UD \quad (IV.2)$$

Ou bien:

$$\mu_{E \cap F}(x) = \mu_E(x) \cdot \mu_F(x) \quad \forall x \in UD \quad (IV.3)$$

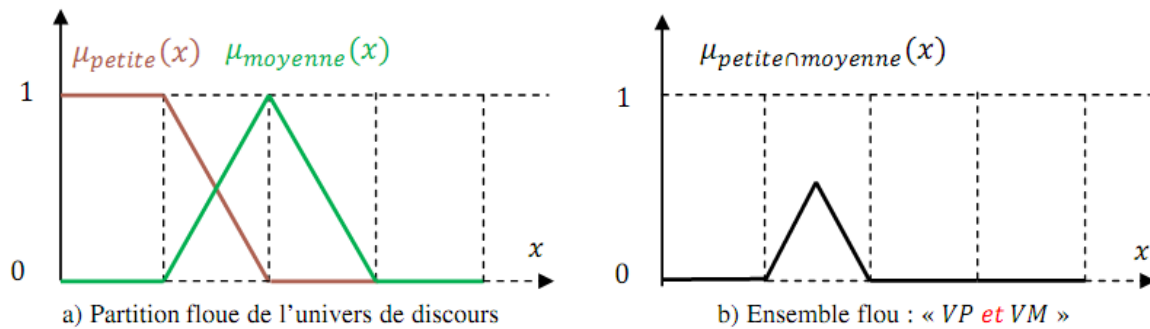


Figure IV - 4 Intersection des sous ensembles flous «petite» et «moyenne» pour la variable Linguistique (Vitesse).

IV.4.2 .Opérateur OU (Union floue) :

Le sous-ensemble flou correspondant à l’union des sous-ensembles E et F est un sous-ensemble de l’univers de discours UD défini par tous les éléments x de UD qui appartiennent ou bien à E ou bien à F, ce que l’on note $(E \cup F)$. L’opérateur OU est généralement réalisé par la formation du maximum, que l’on exprime comme suit [6] :

$$\mu_{E \cup F}(x) = \max\{\mu_E(x), \mu_F(x)\} \quad \forall x \in UD \quad (IV.4)$$

Ou bien : $\mu_{E \cup F}(x) = \mu_E(x) + \mu_F(x) \quad \forall x \in UD \quad (IV.5)$

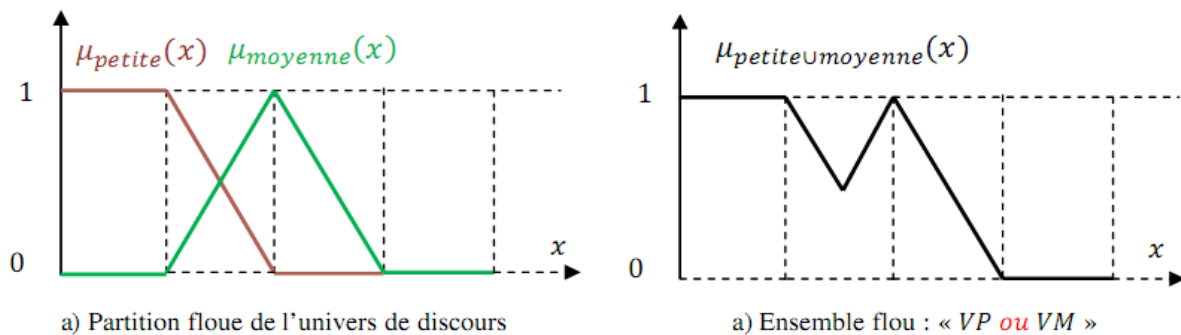


Figure IV - 5 Union des sous-ensembles flous «petite» et «moyenne» pour la variable linguistique (Vitesse).

IV.4.3. Opérateur NON (complémentation floue) :

Comme l’illustre la **figure IV-6**, le sous-ensemble flou complémentaire du sous-ensemble E est un sous-ensemble de l’univers de discours UD défini par les éléments x de l’UD qui n’appartiennent pas au sous-ensemble flou E. On peut l’exprimer par :

$$\mu_{\bar{E}}(x) = 1 - \mu_E(x) \quad \forall x \in UD \quad (IV.6)$$

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

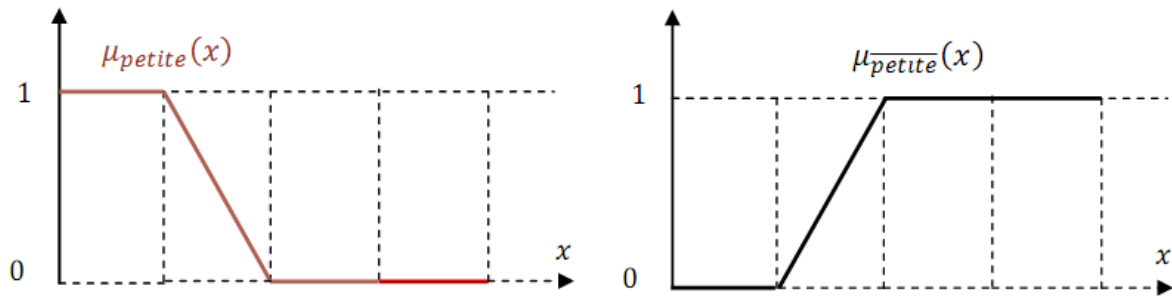


Figure IV - 6 Complémentation du sous-ensemble flou «petite».

IV.5. Règles d'inférence floue :

Les systèmes basés sur la logique floue utilisent pour prendre des décisions la connaissance humaine présentée sous forme de règles floues, appelées aussi règles d'inférences.

Les règles d'inférence peuvent être décrites de plusieurs façons :

a) Linguistiquement :

On écrit les règles de façon explicite nous aurons par exemple :

Si (pression forte ET température élevée) ALORS (ouverture vanne grande)

b) symboliquement :

Il s'agit en fait d'une description linguistique ou l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations. Tels que (PG, PP,...etc.) désignant (Positif Grand, Positif Petite,...etc.) [3].

c) par matrice d'inférence :

Elle rassemble toutes les règles d'inférence sous forme de 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 sorties définies par les règles. Il y a autant de cases que de règles.

IV.6. Commande par la logique floue :

La commande par la logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état,

le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique.

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

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

IV.7. Structure de base d'un contrôleur flou :

Le schéma synoptique général d'un contrôleur flou est représenté dans la **figure IV-7**, [7], [8] :

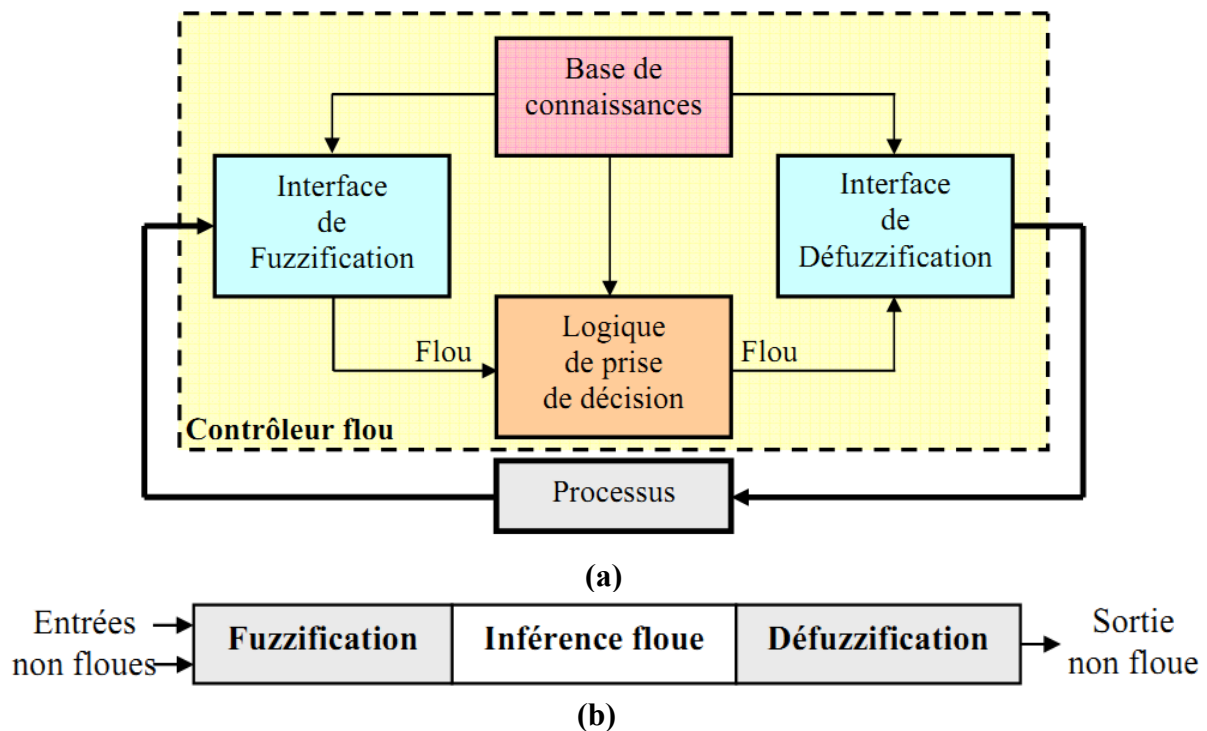


Figure IV - 7a) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou.

b) : configuration d'un contrôleur flou.

En général, les contrôleurs flous sont utilisés dans les structures de commande en boucle fermée des processus.

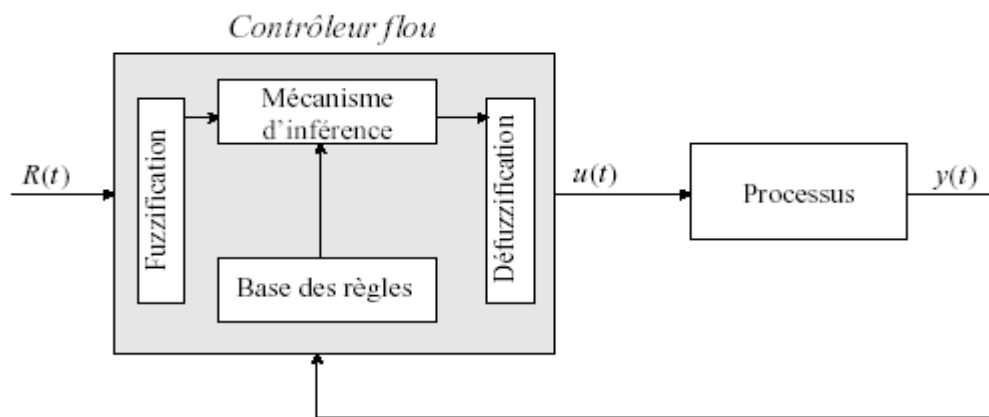


Figure IV - 8 Système de commande floue.

$R(t)$ est le signal de référence.

$u(t)$ est le signal de commande.

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

Le contrôleur flou comporte essentiellement quatre parties, une interface de fuzzification, une base des règles, un mécanisme d'inférence et une interface de défuzzification

IV.7.1. Interface de fuzzification :

La fuzzification est l'opération de projection des variables physiques réelles sur des ensembles flous caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables [2]. Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

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

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

IV.7.2. Interface de défuzzification :

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue. Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. Plusieurs méthodes ont été élaborées pour faire cette opération. La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou [9].

IV.7.3. Mécanisme d'inférence :

Le bloc inférence est le cœur d'un régulateur à logique floue **RLF**, il possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue. Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait par différentes méthodes, on cite principalement [9] :

- La méthode d'inférence max-min ;
- La méthode d'inférence max-produit ;
- La méthode d'inférence somme-produit.

Chacune de ces trois méthodes utilise un traitement numérique propre des opérateurs de la logique floue [10]:

- ✓ Pour la méthode d'inférence max-min, l'opérateur ET est réalisé par la formation du minimum, l'opérateur OU est réalisé par la formation du maximum, et ALORS, (l'implication) est réalisée par la formation du minimum.
- ✓ Pour la méthode d'inférence max-produit, l'opérateur ET est réalisé par la formation du produit, l'opérateur OU est réalisé par la formation du maximum, et ALORS (l'implication) est réalisée par la formation du produit.
- ✓ Pour la méthode d'inférence somme-produit, on réalise au niveau de la condition, l'opérateur OU par la formation de la somme (valeur moyenne), et l'opérateur ET par la formation du produit. Pour la conclusion, l'opérateur ALORS est réalisé par un produit.

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue "ET, OU et ALORS".

Opérateurs flous Méthodes d'inférence	Et	OU	ALORS
Max-Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max-Produit	Minimum	Maximum	Produit
Somme-Produit	Produit	Moyenne	Produit

Tab IV - 1 Méthodes usuelles de l'inférence floue.

IV.8. Application du contrôleur PI –flou de Mamdani à la régulation de la MADA :

La structure générale d'un régulateur PI-flou est illustrée par la **figure IV-9**. Soit ε l'erreur mesure-consigne, $\Delta\varepsilon = \varepsilon_K - \varepsilon_{K1}$. Les règles induites par la commande sont du type :

$$\Delta u_K = K_p \cdot (\varepsilon_K - \varepsilon_{K1}) + K_p \frac{T}{\tau_i} \varepsilon_K \tag{IV.7}$$

où k_p et τ_i sont les composantes proportionnelles et intégrales choisies, Δu_k est l'incrément de commande. Les paramètres k_p et τ_i sont choisis en fonction des prédicats associés à ε et $\Delta\varepsilon$ [11].

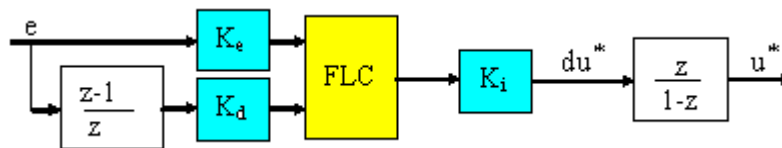


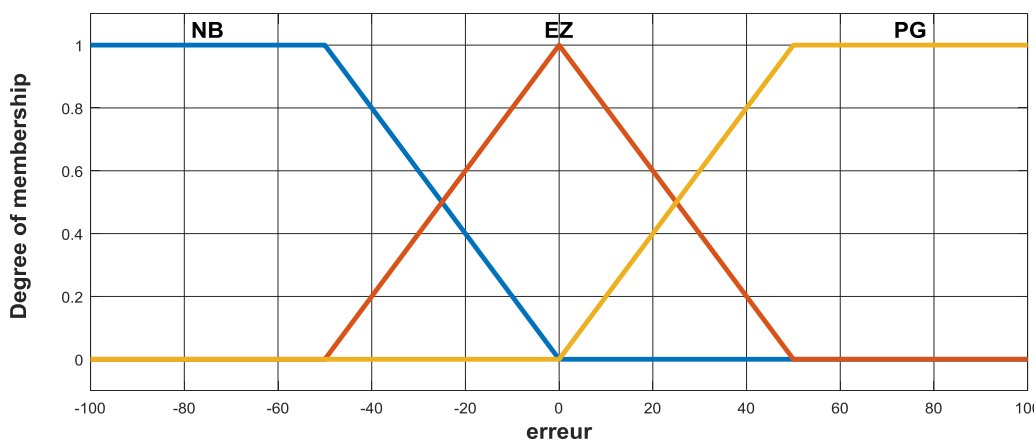
Figure IV - 9 Structure d'un régulateur PI-flou.

On considère pour chaque variable de mesure (l'erreur et la variation de l'erreur) 3 sous-ensemble flous notés {N, EZ, P} avec : Négative, Environ Zéro, Positif.

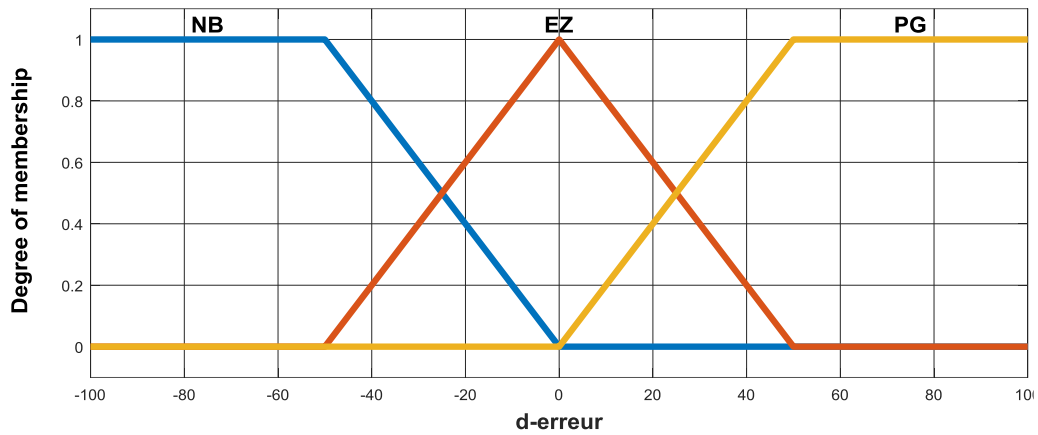
Ils sont définis sur l'ensemble des réels. De plus, on admet 3 actions possibles pour la variation de la sortie de la commande flou définies par les sous-ensembles flous {N, EZ, P} sur l'univers de discours $[-\Delta u, \Delta u]$ avec : Négative, Environ Zéro, Positif.

IV.8.1. Fonction d'appartenance :

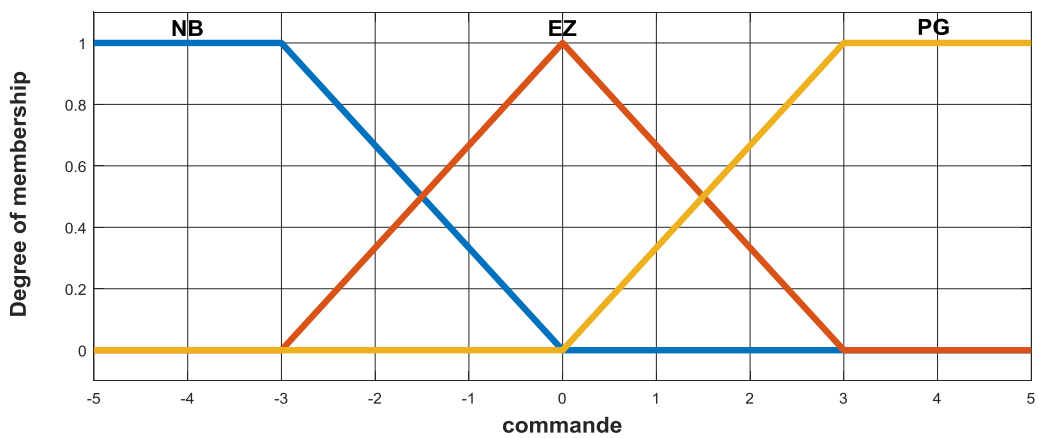
Pour le choix des formes des fonctions d'appartenance, nous avons utilisé les formes trigonométriques, **figure IV-10**.



(a) Erreur normalisée



(b) Variation d'erreur normalisée



(c) Incrément de commande normalisé

Figure IV - 10 Fonctions d'appartenance des différents variables linguistiques (RLF de puissance) [12].

Les bases de règle est illustré par le tableau suivant :

ΔE_i	E_i	N	EZ	P
N	N	N	N	EZ
EZ	N	N	EZ	P
P	EZ	EZ	P	P

Tab IV - 2 Base de règle.

Les valeurs contenues dans ces cellules ont été déterminées de façon logique en étudiant toutes les combinaisons possibles des variables d'entrée.

D'après cette matrice, on peut définir les 9 règles, par exemple :

R1 : Si E est N et ΔE est N Alors Commande est N.

R4 : Si E est EZ et ΔE est N Alors Commande est N.

IV.9 Simulation et interprétation des résultats :

Dans cette partie, on va illustrer les résultats de simulation de la commande de puissance par un **PI-flou** d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté. Tout ce qui a été simulé dans le troisième chapitre dans le cas d'un régulateur **PI** classique sera aussi simulé dans le cas du régulateur flou et présenté dans cette section.

a. La méthode directe :

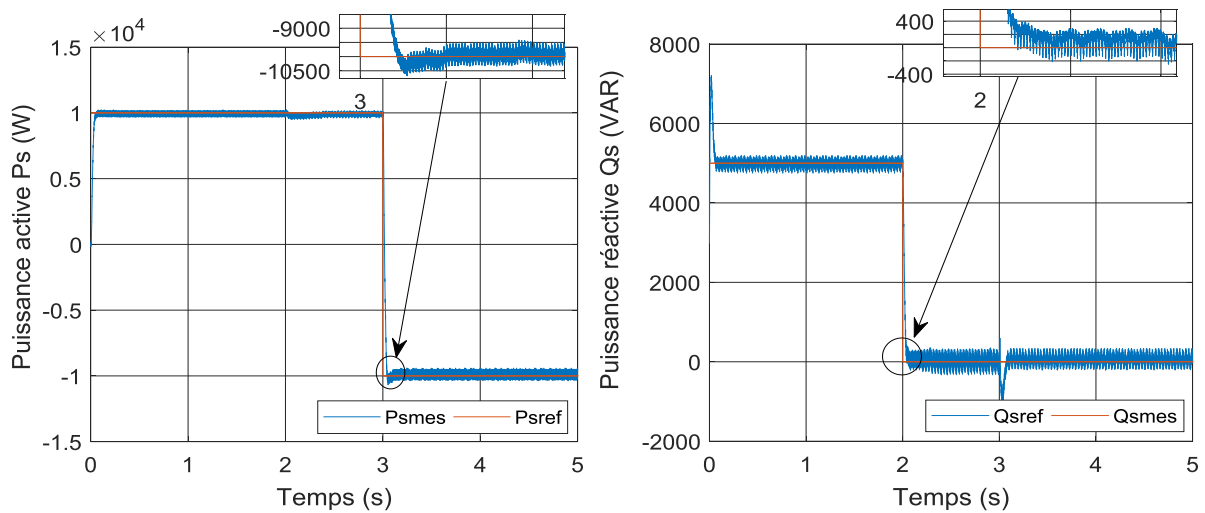


Figure IV - 11 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique.

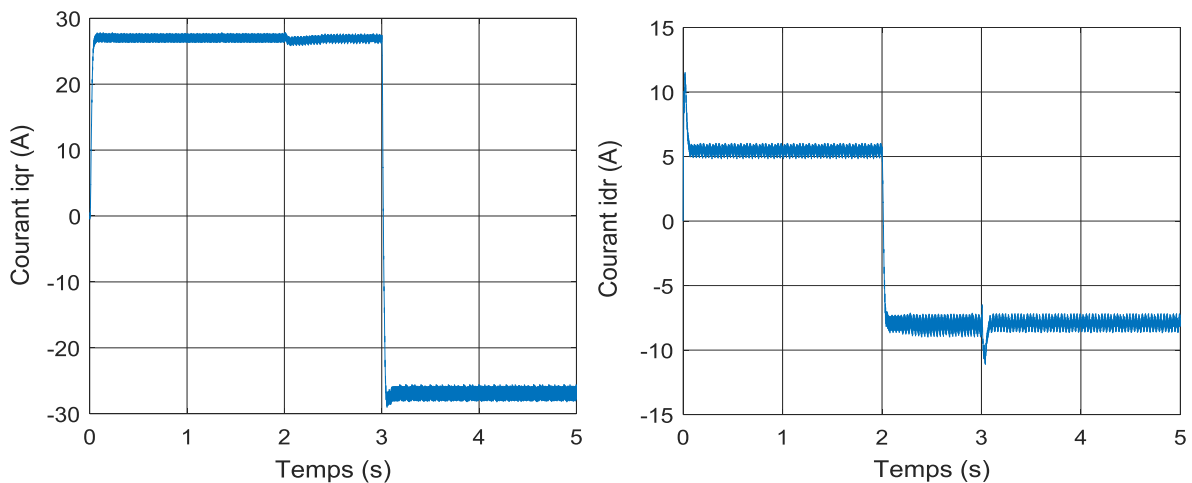


Figure IV - 12 Allures de consigne de courant rotoriques.

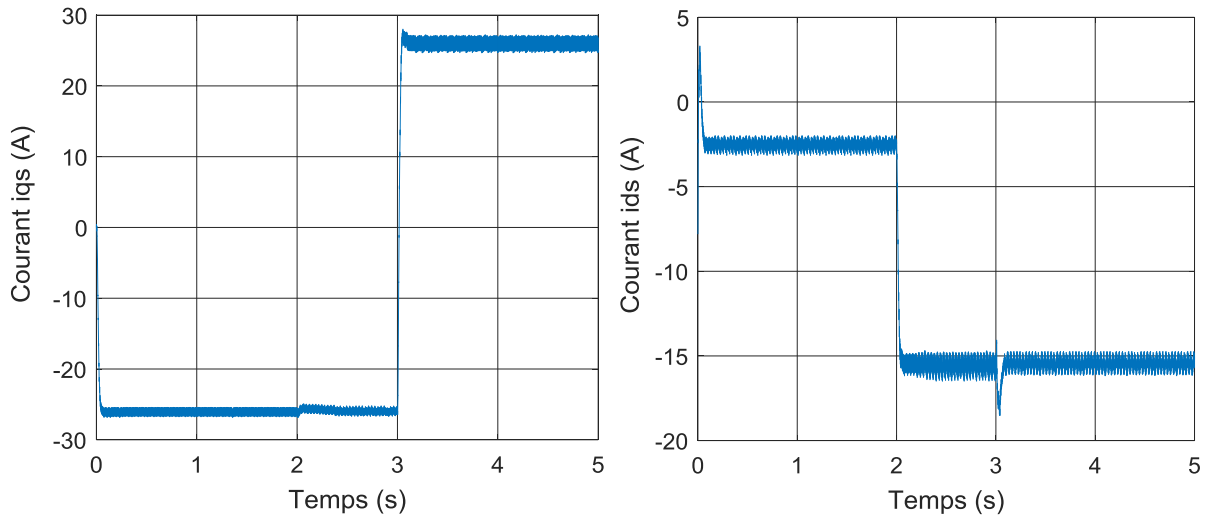


Figure IV - 13 Allures de consigne de courant statoriques.

b. La méthode indirecte :

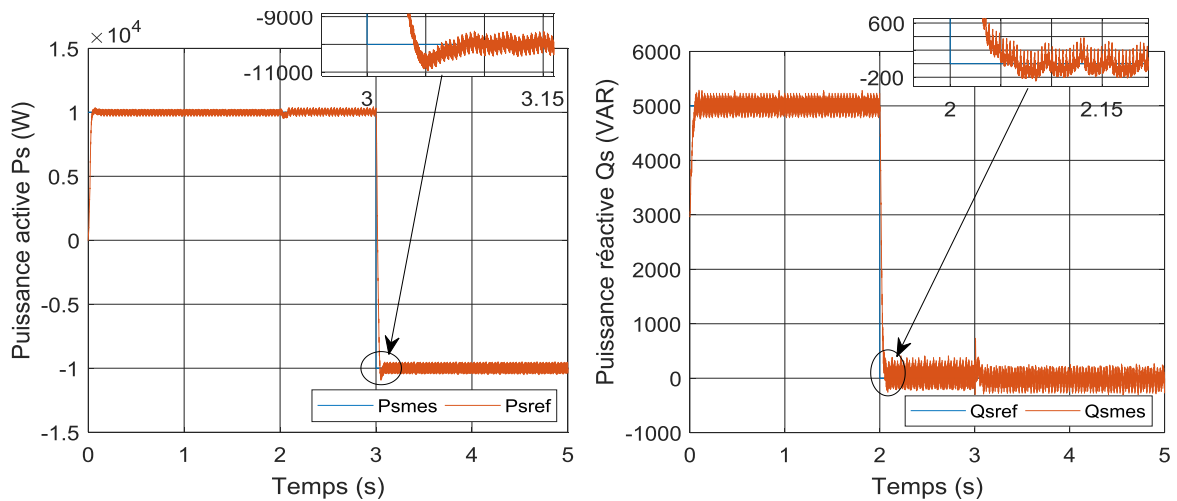


Figure IV - 14 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique.

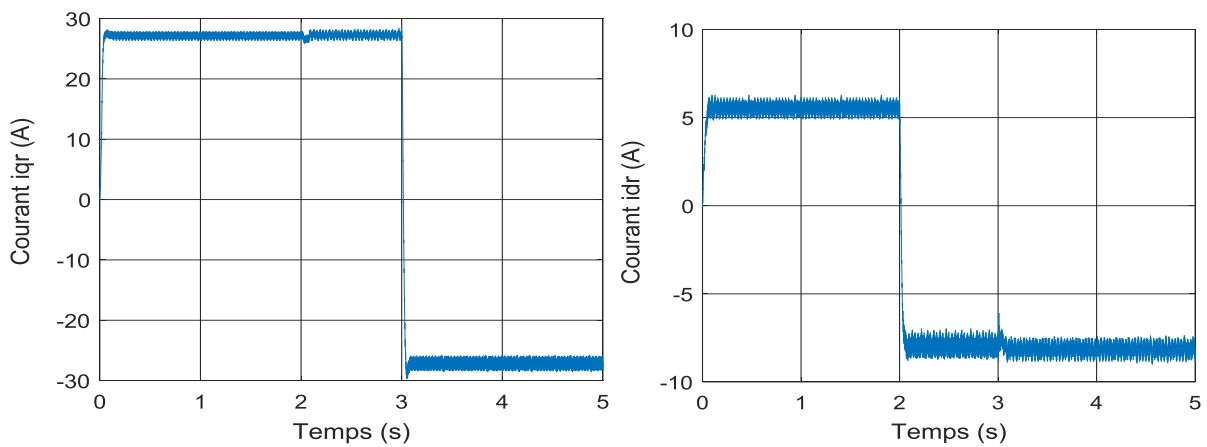


Figure IV - 15 Allures de consigne de courant rotoriques.

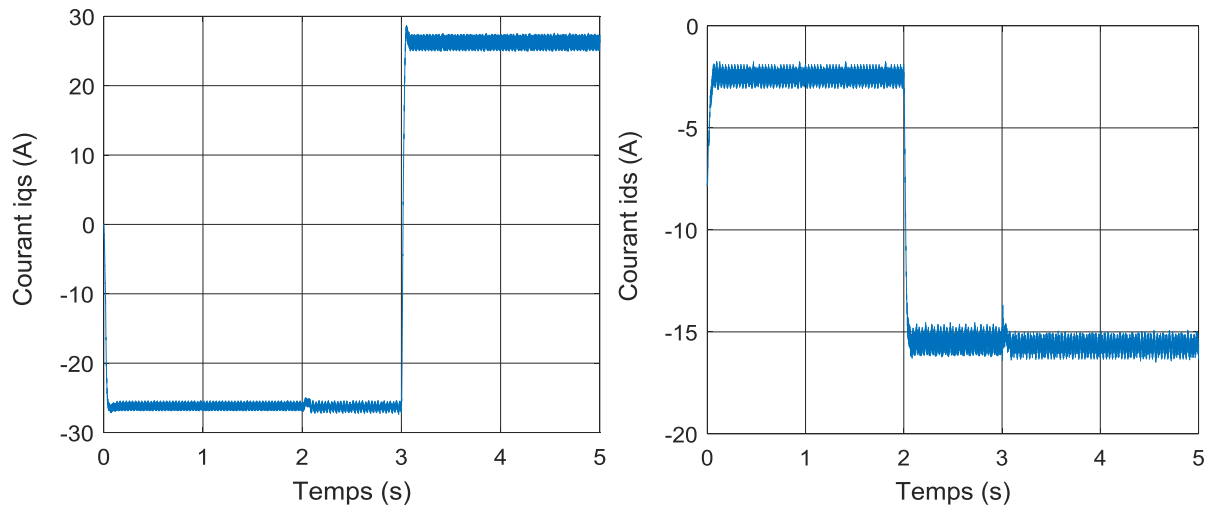


Figure IV - 16 Allures de consigne de courant statoriques.

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuite de la consigne sont satisfaisantes. On peut constater que dans le cas de régulateurs **PI-flou** avec la commande indirecte présente un régime transitoire avec un temps de réponse très court et un dépassement très réduit comparativement à la commande directe.

IV.10. Comparaison de régulateur classique PI et le régulateur PI-flou :

Afin de mesurer les performances du contrôleur flou synthétisé et les comparer avec celles du régulateur classique, il faut définir des critères d'évaluation. Ces critères doivent prendre en compte à la fois l'amplitude maximale de l'erreur de régulation et le temps nécessaire au système pour revenir à la consigne après une perturbation ou pour atteindre une nouvelle référence.

Le réglage par logique floue peut surpasser le réglage par (**PI**) en ce qui concerne la qualité de la réponse dynamique du système. En effet, pour la commande indirecte le régulateur **PI-flou** réduit davantage le temps de réponse en produisant un dépassement limité accompagné de faibles oscillations autour de la consigne en régime permanent, la précision n'est pas aussi bonne que celle d'un régulateur (**PI**) où l'action intégrale élimine l'erreur statique, ceci suggère alors la combinaison des deux types de régulateurs voir **figures IV-17, IV-18**.

- Un régulateur **flou** : pour le régime transitoire.
- Un régulateur (**PI**) : pour le régime permanent.

a. Méthode directe :

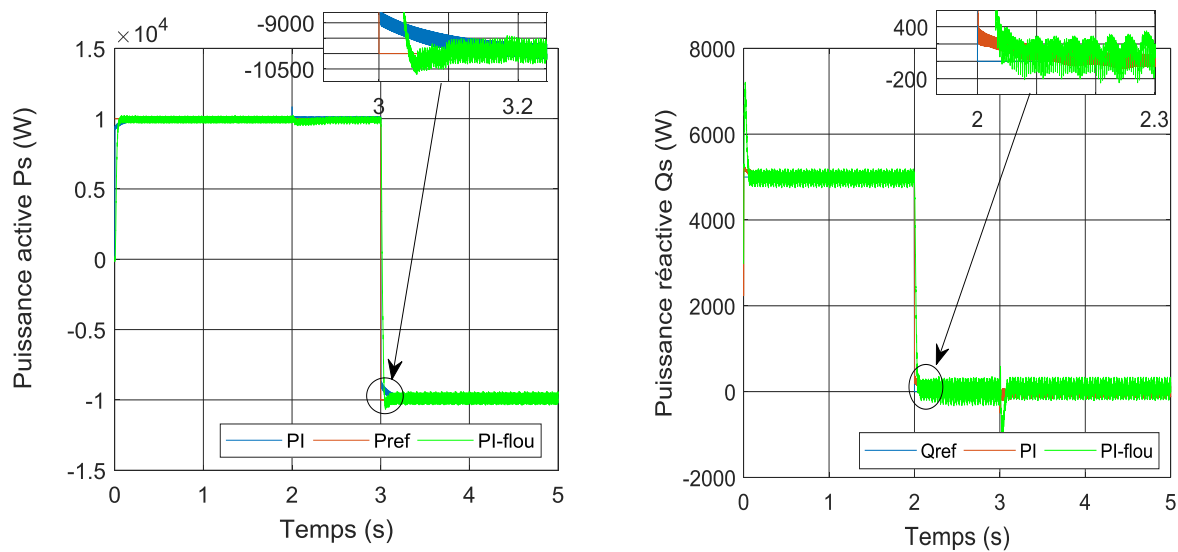


Figure IV - 17 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique par deux régulateurs PI et PI-flou.

b. Méthode indirecte :

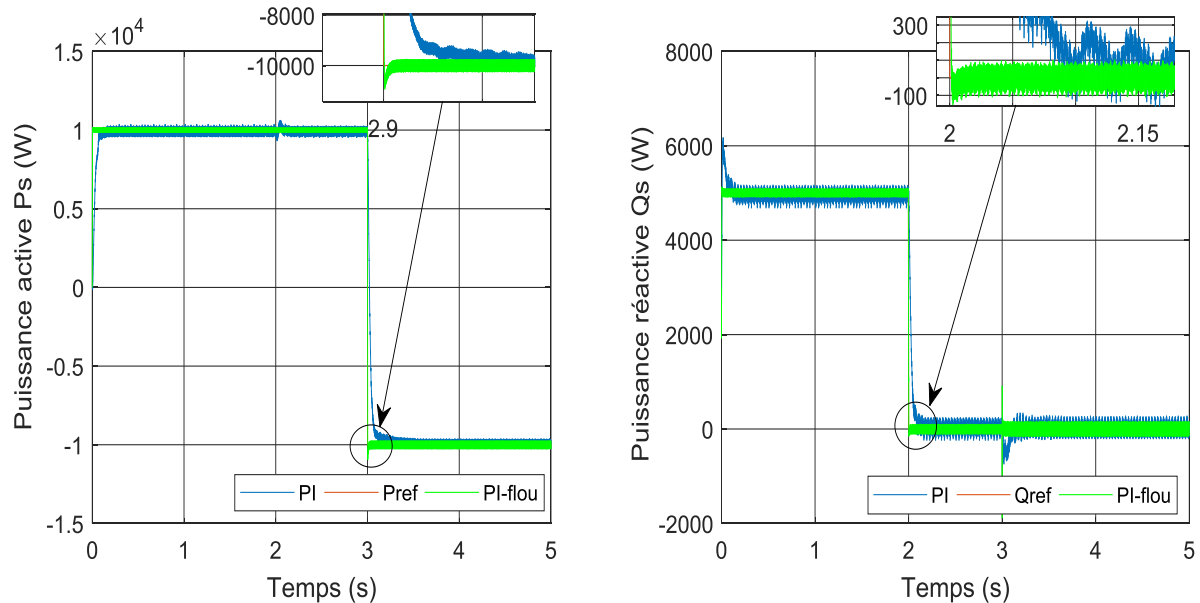


Figure IV - 18 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique par deux régulateurs PI et PI-flou.

IV.11. Tests de robustesse :

La robustesse des commandes est un point important, surtout pour les systèmes comportant plusieurs entités en interaction ou les systèmes à fortes variations de paramètres. Il en est de même si la mesure des paramètres ne peut s'effectuer avec précision [3].

L'objectif principal de cette partie est d'étudier l'influence des variations de la résistance rotorique et les inductances sur le comportement de la MADA alimentée par onduleurs à deux

niveaux dans les deux types de la commande direct et indirecte .

Nous avons alors choisi d'étudié les cas suivants :

1. Variation de la résistance rotorique R_r de et 50%.
2. Variation de 30% des inductances propres et mutuelle (L_r , L_s et M).

IV.11.1. Variation résistance rotorique R_r de +50% :

a. La méthode directe :

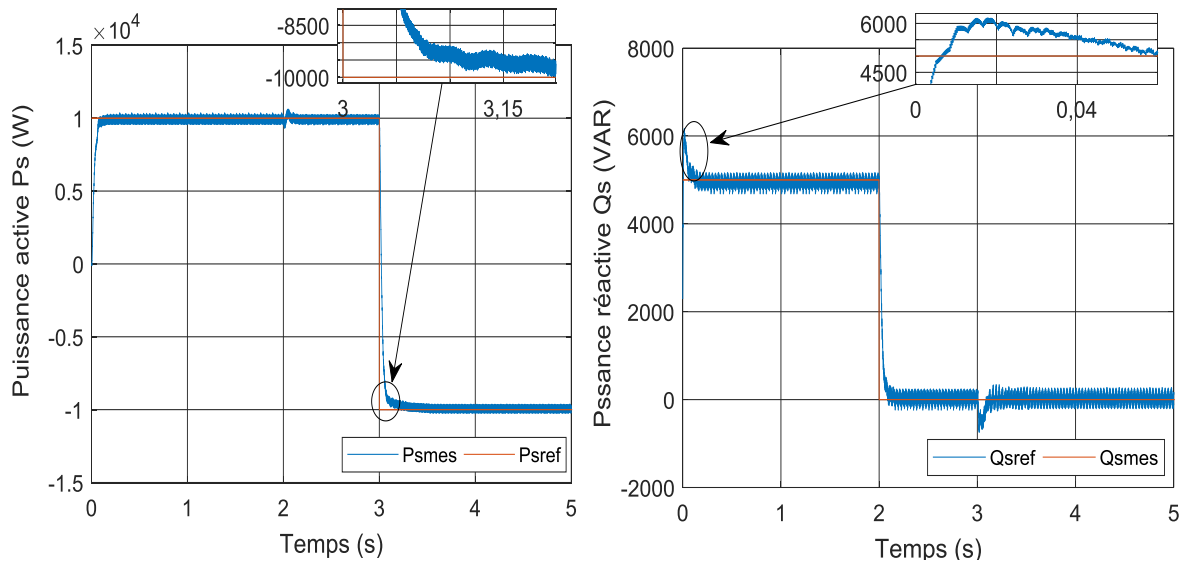


Figure IV - 19 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique avec variation de +50% de la R_r nominale.

b. La méthode indirecte :

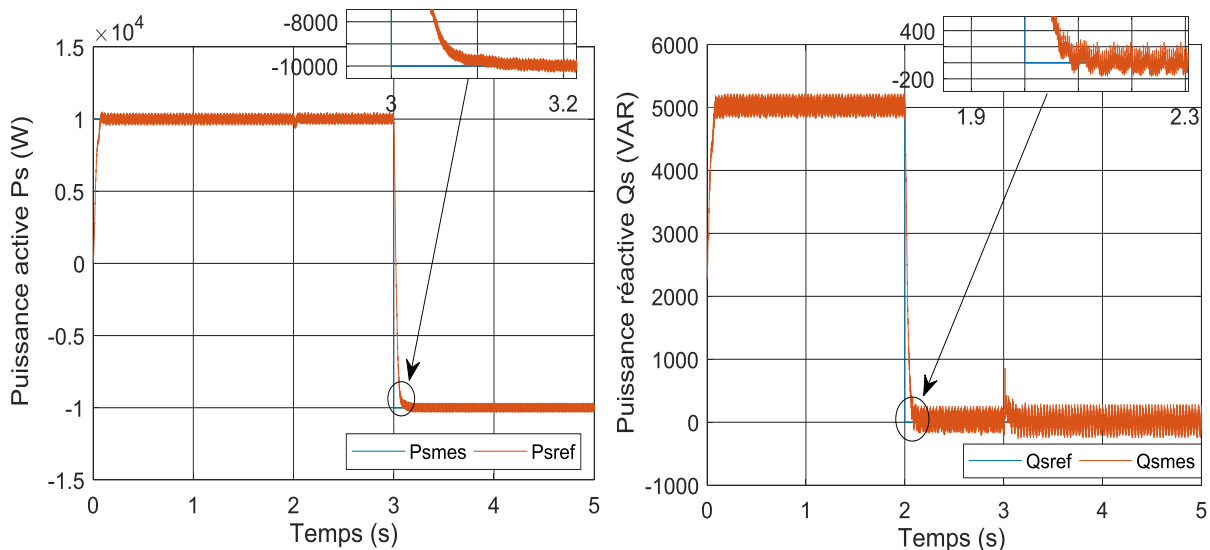


Figure IV - 20 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique avec variation de +50% de la R_r nominale.

IV.11.2. Interprétation des résultats de simulation avec variation résistance rotorique nominale R_r de +50% :

D'après les résultats obtenus dans les Figures (IV-19 et IV-20), on peut constater que la variation de la résistance rotorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de la réponse dynamique, et ceci montre la robustesse du contrôleur flou face à la variation de la résistance rotorique.

Les résultats obtenus montrent bien la robustesse de la commande floue vis-à-vis les variations paramétriques.

IV.11.3. Variation de 30% des inductances propres et mutuelle (L_r , L_s et M) :

a. La méthode directe :

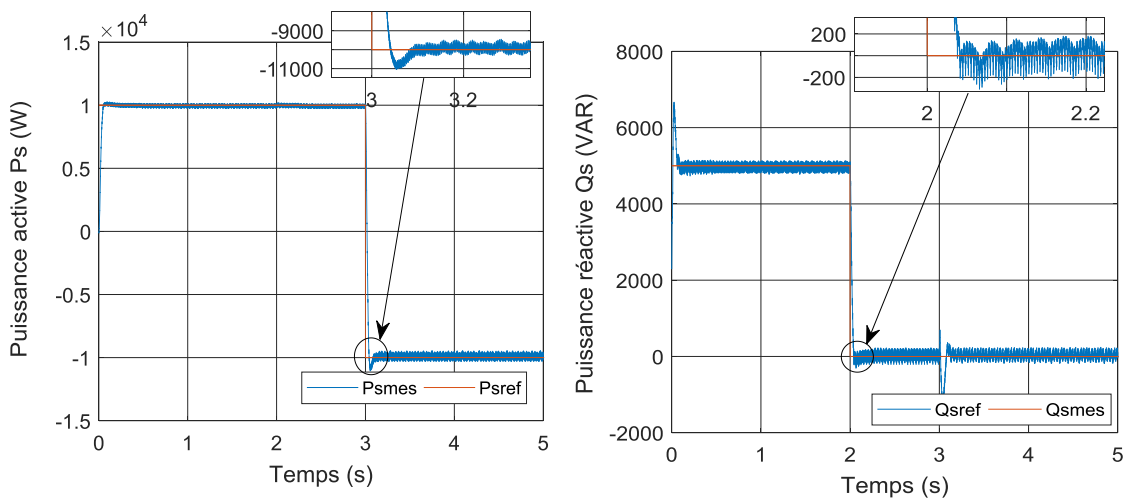


Figure IV - 21 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique avec variation +30% de (L_r , L_s et M).

b. La méthode indirecte :

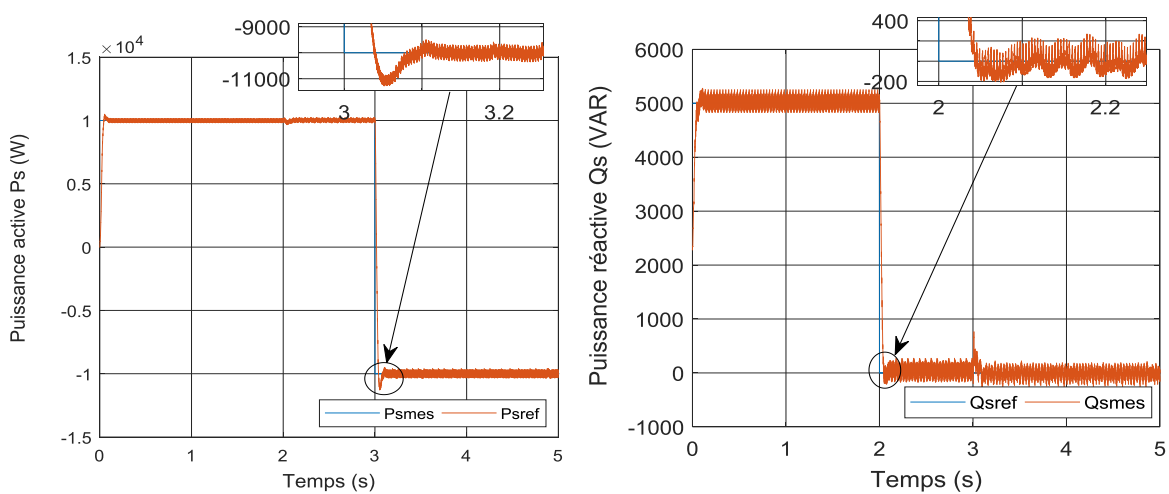


Figure IV - 22 Suivi de consigne de puissances active et réactive statorique avec variation +30% de (L_r , L_s et M).

IV.11.4. Interprétation des résultats de simulation avec variation de (Lr, Ls et M) de +30% :

On voit bien que cette variation affecte peu le système. Le contrôle des puissances reste efficace, le suivi des puissances est toujours assuré mais l'on remarque néanmoins que la puissance active et réactive subit également une petite perturbation, mais comme nous avons prévu un régulateur de puissance, ce dernier l'oblige à suivre sa valeur de consigne. La stabilité n'est pas affectée par ces variations de paramètres (figures IV-21 et IV-22)

IV.12. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous sommes intéressés à l'étude de la commande par logique floue de la MADA. Ce choix a été justifié par la capacité de la logique floue à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. En effet pour le contrôleur flou, l'imprécision des paramètres du système est contrée par le fait de manipuler des labels (variables linguistiques) ; dont les bornes ne sont pas rigides. Cette logique permet aux entrées de varier dans l'intervalle déterminée.

Les résultats des simulations montrent que le contrôleur **PI-flou** donne une meilleure réponse transitoire pour les deux méthodes, directe et indirecte. Ce qui montre que ces contrôleurs assure une minimisation de l'interaction qui existe entre les deux puissances active et réactive. D'autre part, le **PI-flou** arrive à maintenir de bonnes performances et une bonne stabilité en présence de variation paramétrique telle la résistance rotorique comparativement aux régulateurs **PI**.

IV.13. Références Bibliographique :

- [1] J. Godjevac, “*Idées nettes sur la logique floue,*” Collection Informatique, Première Edition, presses polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1999.
- [2] V. Lacrose, “Réduction de la Complexité des Contrôleurs Flous : Application à la Commande Multivariable,” Thèse de Doctorat en Automatique et Informatique Industrielle, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, France, 1997.
- [3] L. Baghli, “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques,” Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 1999.
- [4] L.A. Zadeh, “Fuzzy sets,” *Information and control*, vol. 8, 1965, p. 338–353.
- [5] Y.Elbia, “Commande Floue Optimisée d’une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté,” Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [6] K. Kouzi, “Contribution des Techniques de la Logique Floue pour la Commande d’une Machine à Induction sans Transducteur Rotatif,” Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2008.
- [7] C.C. Lee, “Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. I,” *Systems, Man and Cybernetics, IEEE Transactions on*, vol. 20, 1990, p. 404–418.
- [8] J.J. Buckley, “Theory of the fuzzy controller: An introduction,” *Fuzzy sets and Systems*, vol. 51, 1992, p. 249–258.
- [9] A. Mechernene, ““Commande Neuro-Floue Adaptative pour la Régulation de Vitesse d’un Moteur Asynchrone,” Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure d’Enseignement Technique d’Oran, Algérie, 2005.
- [10] A. Davigny, “Participation aux services système de fermes d’éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d’énergie,” Université Libre de Bruxelles, 2008.
- [11] R.J. Wai, “Fuzzy sliding-mode control using adaptive tuning technique,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, 2007, p. 586–594.
- [12] KOUADRIA Mohamed Abdeldjabbar, ALLAOUI Tayeb, KOUADRIA Selmane “Control flou d’une MADA intégrée dans une eolienne “The INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRONICS & OIL: FROM THEORY TO APPLICATIONS March 05-06, 2013, Ouargla, Algeria



CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif principal de ce mémoire était la modélisation et la commande floue d'une génératrice asynchrone à double alimentation. Pour ce faire, on a présenté brièvement l'état de l'art sur les différentes génératrices utilisées et les avantages justifiant le choix de la machine asynchrone à double alimentation. De plus, on a établi le modèle mathématique des éléments principaux constituant cette machine.

Grâce au développement dans la commande électrique et l'apparition de diverses structures des convertisseurs de l'électronique de puissance permettant à présent de disposer de sources d'alimentation à fréquence variable, la **MADA** présente une solution idéale pour les entraînements à grandes puissances.

La modélisation de la **MADA** et sa commande vectoriellement ont été présentées. Dans cette approche nous avons appliqué les deux méthodes directe et indirecte. Les résultats obtenus montrent que la régulation par la méthode indirecte présente des performances meilleures que celles présentées par la méthode directe en termes de temps de réponse et de rejet de perturbation.

Nous avons également modélisé et simulé la **MADA** en association à deux onduleurs de tension commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion **MLI**.

La commande par logique floue a été choisie dans ce mémoire. Comme il s'agit d'une méthode de commande nouvelle, les notions de bases ont été présentées au chapitre quatre. Les principes de la commande par logique floue ont été introduits tout en orientant notre choix de cette méthode pour commander les machines asynchrones à double alimentation.

La technique de commande floue pour les deux méthodes de contrôle de puissances, directe et indirecte, sont aussi testées pour des variations paramétriques du système. Les résultats obtenus ont permis de juger que ces techniques présentent une bonne robustesse en présence des variations paramétriques.

Le réglage par logique floue peut surpasser le réglage par **(PI)** en ce qui concerne la qualité de la réponse dynamique du système. En effet, ce dernier réduit davantage le temps de réponse en produisant un dépassement limité accompagné de faibles oscillations autour de la consigne en régime permanent, la précision n'est pas aussi bonne que celle d'un régulateur **(PI)** où l'action intégrale élimine l'erreur statique, ceci suggère alors la combinaison des deux types de régulateurs.

- Un régulateur flou : pour le régime transitoire.
- Un régulateur (**PI**) : pour le régime permanent.

L'inconvénient majeur des régulateurs flous est l'adaptation des gains assurant la stabilité du système. En outre, la commande est calculée seulement à partir des deux valeurs : l'erreur et la variation de l'erreur.

Enfin, ce travail est un prolongement des études réalisées sur la **MADA** et a besoin d'une continuation dans plusieurs directions. D'après les résultats obtenus, il serait intéressant d'envisager les perspectives et les suggestions suivantes :

- ✓ Etude de la **MADA** associée à la commande **DPC** optimisée ;
- ✓ Introduire la **MADA** dans un système éolien prenant en compte les vitesses élevées du vent pour appliquer la stratégie de réglage mécanique de la vitesse en utilisant l'une des deux techniques, le "Pitch Control" ou le "Stall Control" ;
- ✓ Réalisation de la stratégie de contrôle proposée.



ANNEXES

Annexe A

PARAMETRES DE LA MACHINE

Puissance nominale	4 KW
Tension d'alimentation	220V/380V, 50HZ
Vitesse nominale	1440tr/min
Courant nominal	15/8.6A
Résistance statorique	1.2 Ω
Résistance rotorique	1.8 Ω
Inductance cyclique statorique	0.155H
Inductance cyclique rotorique	0.1568H
Inductance mutuelle	0.15H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	0.2 kg/m ²
Coefficient de frottement	0.001N.m.s/rd

Annexe B

B.1. Association onduleur MLI a la machine:

L'onduleur est un convertisseur d'électronique de puissance qui permet la conversion continue alternative. Il fonctionne en commutation forcée et conçu généralement à base de transistors.

L'onduleur en tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative. cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie et aujourd'hui, la réalisation d'onduleur à base de composants en Carbure de Silicium (SiC) est un nouvel axe de recherche de laboratoire.

Il s'agit d'une conversion directe à partir d'une source de tension réversible en courant (ou instantanément condensateur électrochimique). La charge est une source de courant réversible en courant et en tension qui peut être une machine asynchrone. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie. L'onduleur est aussi utilisé en fréquence variable pour faire de la variation de la vitesse pour les machines électriques (**MLI**, Modulation de Largeurs d'Impulsion ou PWM, Pulse Width Modulation).

Selon l'utilisation, les interrupteurs sont commandables soit à l'ouverture ou à la fermeture (Fréquence fixe) ou à l'ouverture et à la fermeture (**MLI**).

B.1.1. Modélisation de l'onduleur de tension

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

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençage imposé à l'interrupteur statique qui réalise la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements rotoriques ou statoriques de la machine.

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant.

Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras) bicommandable (commandé à l'ouverture et à la fermeture), chaque demi-bras possède son complémentaire, figure (1).

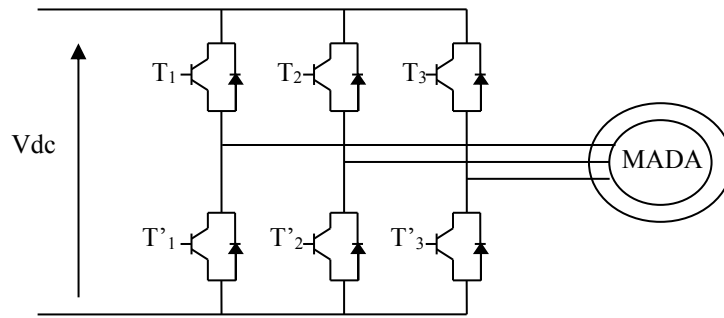


Fig. 1 : Représentation schématique d'un onduleur.

B.1.1.1 Fonction de connexion

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

$$I_{ci} = f_{ci} i_{ci} \text{ et}$$

$$V_{ci} = (1 - f_{ci}) v_{ci}$$

Avec :

$f_{ci} = 0$: Interrupteur ouvert.

$f_{ci} = 1$: Interrupteur fermé.

I_{ci} : Courant commuté.

v_{ci} : Tension commutée.

Le courant i_c correspond aux courants dans la charge i_1 , i_2 ou i_3 et v_c à la tension d'alimentation U .

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

$$f_{c1} + f_{c2} = 0$$

L'expression des tensions composées est donnée comme suit :

$$U_{12} = V_{as} - V_{bs} = V_{21} - V_{11}$$

$$U_{23} = V_{bs} - V_{cs} = V_{31} - V_{21} \quad (\text{b-1})$$

$$U_{31} = V_{cs} - V_{as} = V_{11} - V_{31}$$

Et on a aussi les relations suivantes (des tensions simples en fonction des tensions composées) :

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{1}{3} \cdot (U_{12} - U_{31}) \\ V_{bs} = \frac{1}{3} \cdot (U_{23} - U_{12}) \\ V_{cs} = \frac{1}{3} \cdot (U_{31} - U_{23}) \end{cases} \quad (\text{b-2})$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = U \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{b-3})$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, il en découle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{b-4})$$

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique **M.L.I** (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale avec celle de modulation triangulaire appelé porteuse. Les signaux de références sont donnés par l'équation suivante:

$$V_{ref} = r \sin[(2\pi \cdot f)t - 2(i-1)\frac{\pi}{3}]; j = 1,2,3. \quad (\text{b-5})$$

Lorsque la référence est sinusoïdale, dans ce cas deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation « m » égale au rapport entre la fréquence de modulation et celle de référence.
- Le coefficient de réglage en tension « r » égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation.