

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N° : CE-14



DOMAINE: SCIENCES ET TECHNOLOGIE

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par:

Bourezg Mohammed et Bensaadia Abdelwahab

Intitulé

Commande Floue adaptative des puissances active et réactive générés par un système de conversion d'énergie éolien.

Soutenu devant le jury composé de:

Dr. Said BARKAT	Pr	Université de M'Sila	Président.
Dr. Riyadh ROUABHI	MCA	Université de M'Sila	Rapporteur.
Dr. Abdelghafour HERIZI	MCB	Université de M'Sila	Co-Rapporteur.
Dr. Lallouani HELLALI	MAA	Université de M'Sila	Examineur.

Année universitaire : 2020 /2021

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciement

Tous d'abord, nous remercions le Dieu Tout-Puissant pour les bienfaits de la santé, du bien-être et de la force dans lesquels nous avons surmonté toutes les difficultés, avec un esprit de volonté, un esprit de recherche et de diligence. Nous remercions notre DR. ROUABHI RIYADH pour son thème proposé et pour sa confiance en nous, son aide modeste et éthique et son soutien moral et cognitif pour nous dans ce travail.

Nous remercions également tous les professeurs qui ont fait l'effort dans notre éducation et nous avons eu la chance d'en tirer profit tout au long de notre carrière universitaire.

Enfin et surtout, nous voudrions remercier nos généreux parents pour les grands efforts qu'ils ont déployés pour nous amener à ce jour et pour réussir grâce à leur patience, à leur soutien continu et à leurs prières, qui nous ont accompagnés tout au long de nos études.

Dédicace

Grâce au compromis de Dieu dans cette œuvre, nous nous dédions :

*La famille **BOUREZG** , en particulier le Père **MABROUK** et la mère
NOUARA*

*Les sœurs **M ET K** .*

*Les frères **ABD EL GHANI** , **H.RAHIM**.*

*Les amis proches **BILAL** , **ALI** , **KIKI** , **CHAWKI** , **ACHREF** , **NADJI** , **ABDEL
REZAK** , **KARIM** .*

*La famille **BENSAADIA** , en particulier le Père **DJAMEL ABDEL RACHID**
et la mère **NOURA***

*Les sœurs **A ET M** .*

*Les frères **MONCEF** , **HOSSEM** .*

*L'amie **YOUCEF**, **MOSTAFA**, **AMINE**, **HAMO**, **ZAKI** .*

*Dr. encadré **ROUA BHJ R JYAD H**.*

*Tous les étudiants de **ELECTROTECHNIQUE** , promotion 2020/2021*

*Et tous ceux qui nous ont soutenus de loin ou de près pour terminer notre
travail.*

SOMMAIRE

SOMMAIRE

SOMMAIRE.....	I
LISTE DES FIGURES	II
LISTE DES SYMBOLES.....	III
INTRODUCTION GÉNÉRALE	01

CHAPITRE I : GENERALITES ET MODELISATION DE LA MADA POUR L'APPLICATION GENERATRICE .

I.1	INTRODUCTIO.....	03
I.2	GENERALITES SUR LA MADA	03
I.2.1	Historique sur la MADA	03
I.2.2	Structure de la MADA	04
	I.2.2.1 MADA à rotor bobiné.....	04
	I.2.2.2 MADA sans balais	05
I.2.3	Principe et mode de fonctionnement de la MADA	05
I.2.4	Les applications de la MADA	05
I.2.5	Les avantages et inconvénients de la MADA.....	06
I.3	MODELISATION DE LA MADA	07
I.3.1	Hypothèses simplificatrices	07
I.3.2	Equations mathématiques de la MADA dans le repère (a,b, c)	08
	I.3.2.1 Equations électriques	08
	I.3.2.2 Equations magnétiques	09
	I.3.2.3 Equations mécaniques.....	10
I.3.3	Transformation de PARK.....	10
I.3.4	Equations mathématiques de la MADA dans le repère (d,q)	11
	I.3. 4.1 Equations électriques	12
	I.3. 4.2 Equations magnétiques	13
	I.3. 4.3 Equations mécaniques.....	13
I.3.5	Choix de repère de référence de PARK	14
I.3.6	Modèle d'état de la MADA.....	14
I.4	MODELISATION ET COMMANDE DE L'ALIMENTATION DE LA MADA.....	19
I.4.1	Modélisation du l'onduleur à deux niveaux	19
I.4.2	Commande par modulation de largeur d'impulsion	21
I.5	CONCLUSION	22

SOMMAIRE

CHAPITRE II : L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES APPLIQUES.

II.1	INTRODUCTION	23
II.2	COMMANDE VECTORIELLE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE	23
II.2.1	Principe de la commande vectorielle sur notre système	23
II.2.2	Les différentes techniques de la commande vectorielle	24
	II.2.2.1 Commande vectorielle directe des puissances active et réactive	24
	II.2.2.2 Commande indirecte des puissances active et réactive	24
II.2.3	Type des régulateurs utilisés.....	24
II.3	COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE	25
II.3.1	Notions fondamentales de la logique floue	25
II.3.2	Présentation d'un régulateur par logique floue	28
II.3.3	Eléments d'un contrôleur flou	29
II.4	COMMANDE FLOUE ADAPTATIVE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE	33
II.4.1	Commande Floue Adaptative	33
II.4.2	Structure de la commande floue adaptative.....	33
	II.4.2.1 Commande adaptative floue indirecte	34
	II.4.2.2 Commande adaptative floue directe.....	34
II.5	CONCLUSION	35

CHAPITRE III : L'APPLICATION DES COMMANDES PROPOSEES.

III.1	INTRODUCTION	37
III.2	APPLICATION DE COMMANDE VECTORIELLE	37
III.3	APPLICATION DE LA COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE	40
III.3.1	Choix des fonctions d'appartenances	40
III.3.2	Structure de base d'un contrôleur flou de courant.....	41
III.4	APPLICATION DE COMMANDE FLOUE ADAPTATIVE	43
III.5	LES RESULTATS DE SIMULATION	44
III.6	INTERPRETATION DES RESULTATS	49
III.7	CONCLUSION	50
	CONCLUSION GENERALE	51
	BIBLIOGRAPHIE.....	52
	ANNEX.....	56

LISTE DES FIGURES

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : GENERALITES ET MODELISATION DE LA MADA POUR L'APPLICATION GENERATRICE

Figure I-1 : representation de la structure de la mada	04
Figure I-2 : schema du rotor de la mada a rotor bobine:	04
Figure I-3 : structure de la MADA sans balais.....	05
Figure I-4 : représentation de la MADA.	08
Figure I-5 : modèle de PARK de la MADA	10
Figure I-6 : transformation des variables statoriques et rotoriques	11
Figure I-7 : schéma de principe de la conversion continu-Alternative (DC-AC)	19
Figure I-8 : schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	19

CHAPITRE II : L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES APPLIQUES .

figure II-1 : principe de la commande vectorielle	23
figure II-2 : forme des fonctions d'appartenance	26
Figure II-3 : format d'un ensemble flou normalisé.	27
Figure II-4 : forme des Variable flou sou linguistique	28
Figure II-5 : schéma synoptique général d'un contrôleur flou	29
Figure II-6 : contrôleur de Mamdani	33
Figure II-7 : structure d'une commande adaptative floue indirecte	34
Figure II-8 : structure d'une commande adaptative floue directe	35

CHAPITRE III : L'APPLICATION DES COMMANDES PROPOSEES

Figure III-1 : schema bloc de la structure de commande vectoriel	39
Figure III-2 : schema bloc de la structure de commande flou	40
figure III-3 : structure interne d'un regulateur flou	41
figure III-4 : les fonctions d'appartenances utilisees par le controle.....	42
Figure III-5 : puissance active statorique pour la commande vectoriel avec un zoom.....	43
Figure III-6 : schema bloc la structure de commande floue adaptative.	44
Figure III-7 : puissance active statorique commande par logique floue avec un zoom	45
Figure III-8 : puissance active statorique pour la commande floue adaptative avec un zoom	46
Figure III-9 : puissance reactive statorique pour la commandes vectoriel avec un zoom	47
Figure III-10 : puissance reactive statorique commande par logique floue avec un zoom.	48
Figure III-11 : puissance reactive statorique pour la commande floue adaptative avec un zoom.....	49

ANNEXE.

Figure AN-1 : Schéma bloc d'un système réglé par un PI	56
--	----

LISTE DES SYMBOLES

LISTE DES SYMBOLES

MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
GADA	Générateur Asynchrone à Double Alimentation
DFIG	Double Fed Induction Générateur
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PWM	Pulse-width modulation
f_r	Fréquence des grandeurs rotoriques
f_s	Fréquence des grandeurs statoriques
f_e	Fréquence de la porteuse
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases a, b, c
max, min	Valeur maximale (minimale)
s, r	Indices du stator, du rotor
d, q	Indices des composantes orthogonales directs et en quadrature
R_r, R_s	Résistances statorique et rotorique
L_r	Inductances propre statorique et rotorique
σ	Coefficient de dispersion
T_r, T_s	Constantes de temps rotorique et statorique
M_{sr}	Inductance mutuelle stator- rotor
M_{rs}	Inductance mutuelle rotor - stator
M_s	Inductance mutuelle entre les enroulements du stator
M_r	Inductance mutuelle entre les enroulements du rotor
Φ_s, Φ_r	Respectivement flux statorique et rotorique
Φ_{sd}, Φ_{sq}	Les flux statoriques direct et en quadrature
Φ_{rd}, Φ_{rq}	Les flux rotoriques direct et en quadrature
I_r, I_s	Les courants de phase statorique et rotorique
I_{sd}	Les courants statoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK
I_{rd}	Les courants rotoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK

LISTE DES SYMBOLES

V_r	Tensions simples respectivement statorique et rotorique
V_{sd}	Les tensions statoriques directe et en quadrature
V_{rd}, V_{rq}	Les tensions rotoriques directe et en quadrature
θ_s, θ_r	Angles électriques statorique et rotorique
ω_s, ω_r	Pulsations statorique et rotorique
ω_m	Pulsation mécanique
P	Nombre de paires de poles
g	Glissement
P_e	Puissance d'entrée
P_{Me}	Puissance mécanique
Q_r	Puissance réactive rotorique
c_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
f_{mms}	Force magnéto motrice
P_s, Q_s	Puissances active et réactive statorique

INTRODUCTION
GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'énergie éolienne est parmi les énergies renouvelables ayant connues la plus forte expansion lors de la dernière décennie grâce aux avantages qu'elle apporte. Cette source est apparue non pas pour le remplacement des ressources conventionnelles, mais comme une énergie complémentaire aux énergies traditionnelles [ROU15, ROU 16].

La plus part des systèmes de conversion d'énergie éoliennes installées de nos jours sont équipées d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA). Celle-ci permet de fonctionner sur une large plage de vitesse du vent, et d'en tirer le maximum de puissance possible pour chacune de ses vitesses. Son circuit statorique est connecté directement au réseau électrique, tandis que son circuit rotorique est relié au réseau par l'intermédiaire de convertisseur de puissance. Etant donné que la puissance échangée entre le rotor et le réseau est faible, le coût des convertisseurs est réduit par rapport à celui d'une éolienne à vitesse variable alimentée par le stator. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice dans la production de fortes puissances. Une seconde raison est la possibilité de régler la tension de la génératrice au point de connexion [ROU15, ROU 16].

La commande adaptative est une technique qui remonte aux années 1950, lorsque les automaticiens se sont aperçus qu'un contrôleur à paramètres fixes, n'est pas toujours capable d'assurer les performances souhaitées dans le cas où les caractéristiques du système variaient au cours du temps. L'idée consiste à ajuster en permanence les paramètres du contrôleur afin de faire tendre l'erreur de poursuite de la trajectoire vers zéro. Plusieurs schémas de commande ont été utilisés tels que la commande adaptative directe, commande adaptative indirecte, commande adaptative à modèle de référence, ..., etc. Se technique utilise pour contrôle la puissance active et réactive générée par un système de conversion d'énergie éolien [ABID 08].

L'objectif de notre travail est de présenter une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation entraînée par une vitesse constante. Cette machine est couplée directement au réseau par le stator et pilotée par les grandeurs rotoriques à travers un convertisseur bidirectionnelles MLI appelé onduleur deux niveaux. Le douzième objectif de notre étude est la modélisation de cette machine dans un fonctionnement génératrice et sa convertisseur qui permettra la synthèse d'une loi de commande adaptative pour contrôler les puissances active et réactive générées par le stator de cette machine.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Ce travail qui comprend trois chapitres, est organisé de la manière suivante :

Dans le premier chapitre sera concerné l'état de l'art de la machine asynchrone à double alimentation (ses différents types, sa structure, ses modes de fonctionnement, leurs avantages et leurs inconvénients seront exposés et discutés. En suit la modélisation mathématique de cette machine dans le repère de Park lié au champ tournant et son alimentation rotorique (onduleur à deux niveaux) qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle des puissances générées par le stator de cette machine.

Le deuxième chapitre sera concerné à l'aspect théorique des trois techniques de commande de philosophies différentes pour contrôler indépendamment l'échange de puissances active et réactive entre le stator de la machine et le réseau dans un système éolien: l'une concerne la commande vectorielle basée sur deux régulateurs PI; la deuxième, concerne la commande par la logique floue basée sur les régulateurs flous; la troisième, concerne la commande par la logique floue adaptative basée sur les régulateurs flous adaptative , cette méthode assure la robustesse en boucle fermée en tout instant.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons l'application des commandes proposées et étudiée théoriquement dans le chapitre deux qui permettront de garder instantanément un bon rendement et un découplage parfait du contrôle entre les puissances générées par la MADA. Les performances de ces trois techniques de commandes seront justifiées par des résultats obtenus par simulation.

Finalement, le travail sera clôturé par une conclusion générale, ainsi que par des suggestions et quelques perspectives pour les travaux de recherches futurs dans ce domaine.

CHAPITRE I:
GENERALITES ET MODELISATION
DE LA MADA POUR L'APPLICATION
GENERATRICE

I.1 Introduction

La plus part des éoliennes installées de nos jours sont équipées d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA). Celle-ci permet de fonctionner sur une large plage de vitesse du vent, et d'en tirer le maximum de puissance possible pour chacune de ses vitesses [NAS 18].

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant, son principe de fonctionnement, leurs avantages et leurs inconvénients, on présentera aussi sa modélisation dans le repère de Park lié au champ tournant et son alimentation rotorique (onduleur à deux niveaux) qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle des puissances générées par le stator.

I.2 Généralités sur la MADA

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a trouvé la voie libre pour s'intégrer dans le domaine de la production de l'énergie éolienne. Cette machine possède des caractéristiques adéquates pour un bon fonctionnement du système éolien. La configuration la plus simple est de connecter le stator et le rotor de la MADA directement au réseau avec un système de protection pour le stator, et un convertisseur statique pour le rotor afin d'assurer la variation du glissement, ce qui permet à l'ensemble de fonctionner à vitesse variable sur une grande plage de vitesse par rapport à la machine asynchrone à cage, et de compenser la différence des fréquences mécanique et électrique par l'injection d'un courant à fréquence variable au rotor. L'avantage de cette configuration est de minimiser la dimension du convertisseur de puissance grâce à la puissance échangée entre le rotor et le réseau qui est faible par rapport à la puissance statorique [ROU 15A ,ROU 15].

I.2.1 Historique sur la MADA

La première apparition de la machine asynchrone à double alimentation " Doubly-fed induction machine (DFIM)", date de l'année 1899 [Fra08]. Il s'agit d'une nouvelle structure et nouveau mode d'alimentation. La machine asynchrone à double alimentation se compose principalement de deux parties. Le stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classique (A), et le rotor (B) tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et est séparé du stator par un entrefer. Cette machine peut fonctionner comme générateur ou moteur. Le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un convertisseur de puissance [Rouf11].

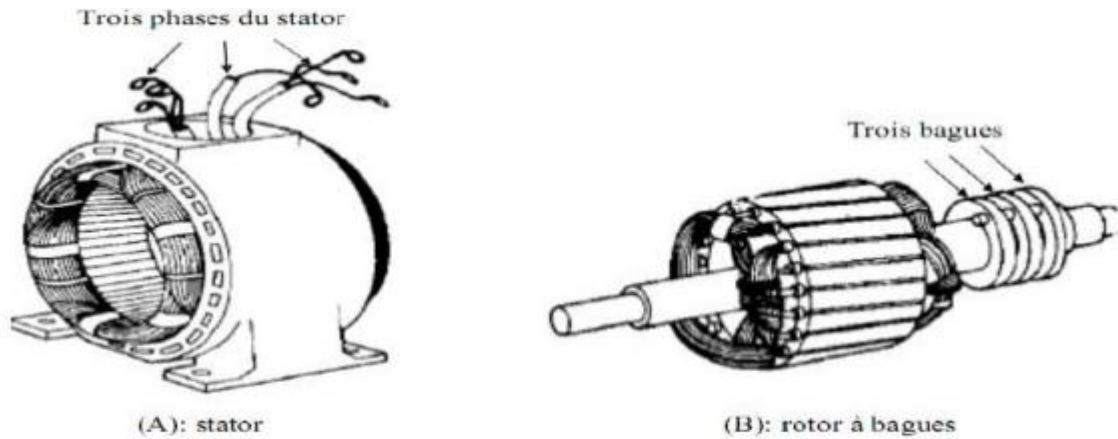


Figure I.1 : Représentation de la structure de la MADA

I.2.2 Structure de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écurie coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais il 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 [HAK 11].

I.2.2.1 MADA à rotor bobiné

La machine asynchrone à double alimentation à rotor bobiné est composée, comme toute machine à courant alternatif, d'un stator et d'un rotor. Le stator est identique à celui d'une machine asynchrone classique. Le rotor est constitué d'enroulements triphasés connectés en étoile dont les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants. [MEZ 13]

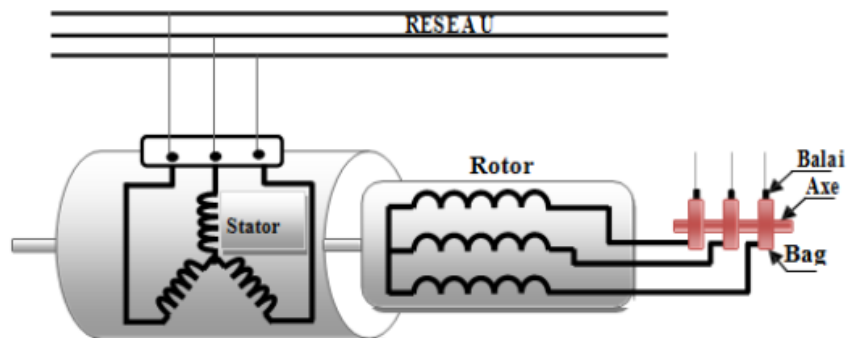


Figure I.2 : Schéma du rotor de la MADA à rotor bobiné.

I.2.2.2 MADA sans balais

Cette machine est très proche à la précédente, sauf que cette fois ci les deux enroulements statoriques appartiennent à un circuit magnétique commun. Le rotor est commun et à cage d'écureuil.

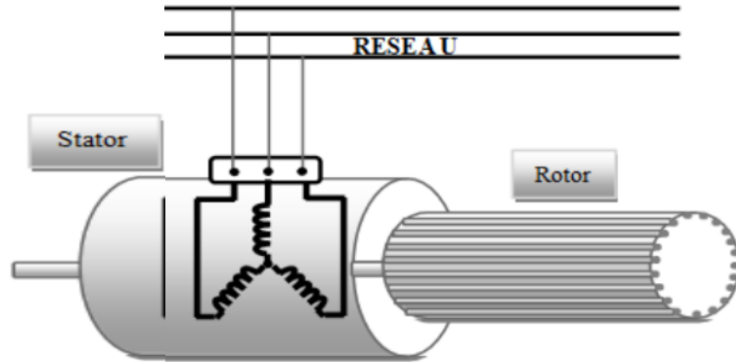


Figure I.3 : Structure de la MADA sans balais.

I.2.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone a doublé alimentation

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Et du moment que le vecteur résultant de fmms des enroulements statoriques tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega_s = 2\pi \cdot f_s$ et le rotor tourne avec la vitesse ω_r , alors pour que cette condition soit vérifiée, il faut que le vecteur des fmms des enroulements rotoriques tourne par rapport au rotor avec une vitesse telle que :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = \omega_s \cdot g$$

Où g : est le glissement et ω_{gl} est la vitesse angulaire de glissement. Si la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de synchronisme, les sens de rotation des deux vecteurs sont identiques, dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à la vitesse de synchronisme les sens seront opposés. [BEN 12]

I.2.4 Les application de la MADA

La machine asynchrone doublement alimentée est utilisée dans diverses applications soit en mode moteur ou en mode générateur. Nous citerons, dans ce qui suit, les applications plu envisagées dans l'industrie [LAB 95]

Application moteur

La première application de la MADA et le fonctionnement moteur sur une grande plage de variation de la vitesse. Dans les machines synchrones classiques et asynchrones à cage, la vitesse de rotation est directement dépendante de la fréquence des courants des bobinages statoriques. La solution classique permettant alors le fonctionnement à vitesse variable consiste à faire varier la fréquence d'alimentation de la machine [HAM 08]. En générale La MADA représente une nouvelle solution dans le domaine des entraînements de forte puissance, notamment ceux exigeant un large domaine de fonctionnement étendu à puissance constante et une grande plage de variation de la vitesse comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [GOU 07].

Application génératrice

L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70% en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur. La même philosophie peut être appliquée au fonctionnement en génératrice dans lequel l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse [HAM 08]

I.2.5 Avantages et Inconvénients de la MADA

Comme les autres machines, la MADA présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs, sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

Avantages de la MADA

Comme avantages de la MADA, on peut citer :

- L'accessibilité au rotor et au stator rend la mesure des courants possible, ce qui offre une grande flexibilité et précision au contrôle de flux et du couple électromagnétique;
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale;
- La possibilité de reconfiguration grâce à sa double alimentation, ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application.
- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance;

- L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70% en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des Enroulements rotoriques.
- Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur.

✚ Inconvénients de la MADA

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.
- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).
- Le cout total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.
- Nous soulignons que des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium donnent maintenant un petit avantage à la MADM [NAS18]

I.3 Modélisation de la MADA

Dans cette partie sera l'objectif d'une étude de modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans le référentiel lié au champ tournant. Ce dernier nous a permet d'obtenir un modèle mathématique adapté de la machine asynchrone à double alimentation. Nous essayons d'aborder par la suite la modélisation en mode générateur, ceci a pour l'objectif la connaissance du comportement de ce type de machine dans ses différents régimes de fonctionnement, éventuellement lors de son contrôle (commande).

I.3.1 Hypothèses simplificatrices

Il est très difficile de modéliser la MADA vu sa structure et sa géométrie complexes, d'où la nécessité d'adopter certaines hypothèses qui permettent d'obtenir un modèle simple et le plus proche possible de la réalité. Ces hypothèses sont les suivantes :

- ✓ La géométrie de la machine est symétrique, et l'épaisseur de l'entrefer est uniforme.
- ✓ Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions
- ✓ linéaires des courants. Les pertes par hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- ✓ La densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau et l'effet des encoches sont négligeables.

- ✓ Les résistances et les coefficients d'inductances propres sont constants et les enroulements ne dépendent pas de la température.
- ✓ Les coefficients d'inductances mutuelles sont fonction de la position de leurs axes magnétiques.
- ✓ Les forces magnétomotrices créées par le stator ou le rotor ont une répartition sinusoïdale [ROU16]

I.3.2 Equations mathématique de la MADA dans le repère (a, b, c)

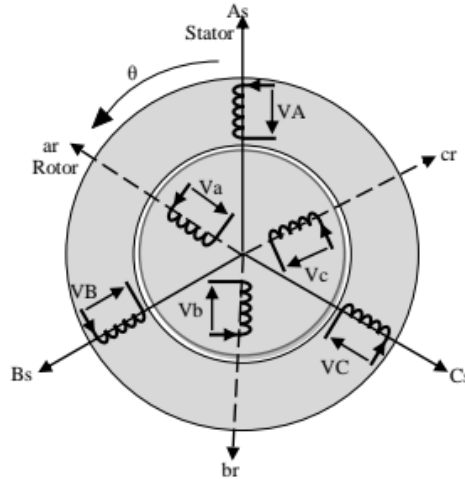


Figure.I.4 : représentation de la MADA.

I.3.2.1 Equations électriques

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \phi_s \quad [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \phi_r \quad (\text{I. 1})$$

- Pour le stator

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; \quad [R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (\text{I. 2})$$

- Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (\text{I. 3})$$

Où R_s et R_r sont respectivement les résistances des enroulements statoriques et rotoriques..

V_s , V_r - les tensions simples statoriques et rotoriques.

I_s , I_r - les courants de phase statoriques et rotoriques.

ϕ_s , ϕ_r - les flux respectivement statoriques et rotoriques.

I.3.2.2 Equations magnétiques

Les équations des flux magnétiques qui régissent la MADA sont:

$$\begin{bmatrix} \phi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} \quad (\text{I. 4})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} L_{rr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I. 5})$$

Où :

L_{ss} , L_{rr} sont respectivement les inductances propres des phases statoriques et rotoriques.

M_s , M_r - les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques.

$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$ - la matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator-rotor qui est donnée par la formule (I. 6):

$$\begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix}^T = M_{\max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 6})$$

M_{\max} est l'inductance mutuelle maximum entre une phase statorique et une phase rotorique.

Donc on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 7})$$

Les valeurs des inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{cases} M_1 = M \cdot \cos(\theta) \\ M_2 = M \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M \cdot \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I. 8})$$

Avec M ; valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique.

I.3.2.3 Equations mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_{em} = C_r + f_r \Omega + J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{I. 9})$$

Avec :

C_{em} : Couple électromagnétique de la machine ;

C_r : Couple résistant ;

f_r : Coefficient de frottement visqueux de la MADA ;

J : Moment d'inertie des parties tournantes ;

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} : P [I_{sr}]^t \frac{d}{d\theta} [[M_{sr}]][I_r] \quad (\text{I. 10})$$

Avec P : le nombre de paires de pôle de la MADA.

I.3.3 Transformation de PARK

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet la simplification des équations des machines électriques triphasées. Elle permet de passer d'un système triphasé alternatif (repère (a, b, c)) à un système biphasé (repère (d, q)), et obtenir un système d'équation à coefficients constants.

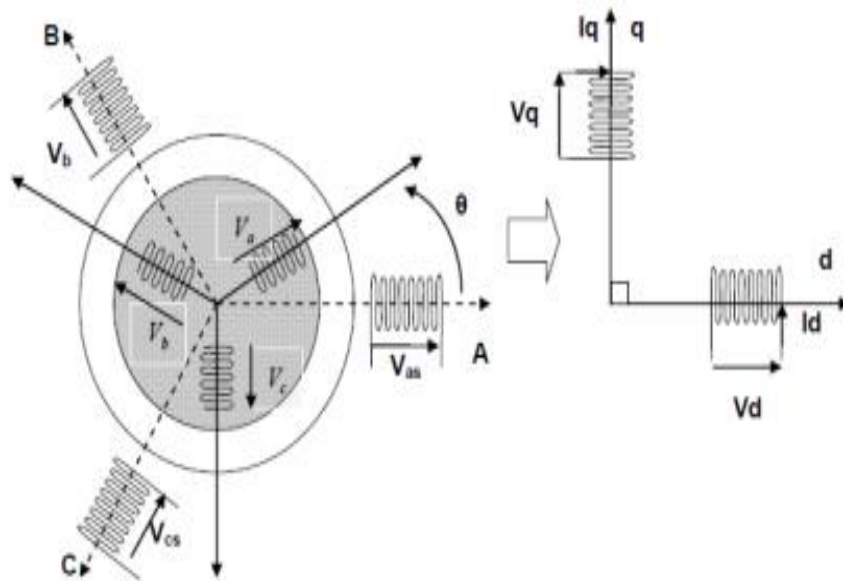


Figure I.5 : Modèle de PARK de la MADA.

La matrice de transformation de Park $P(\theta)$ est définie comme suit:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$p[(\theta)]$ permet la conservation des puissances lors du passage du système triphasé au système biphasé.

θ - l'angle entre le repère du système triphasé à transformer et le repère de Park.

I.3.4 Equations mathématiques de la MADA dans le repère (d,q)

L'équation de la transformation de Park pour passer d'un système triphasé à un système biphasé et vice versa est donnée comme suit:

$$[x_{dq0}] = [P(\theta)] \cdot [x_{abc}] \Rightarrow [x_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [x_{dq0}]$$

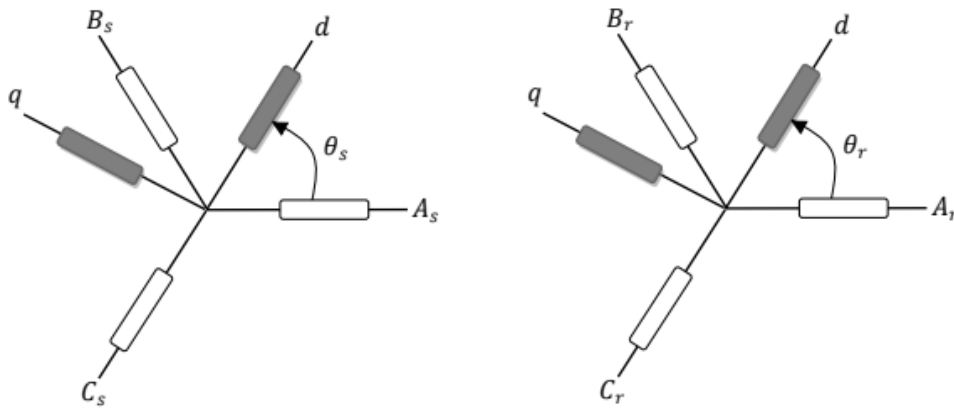


Figure I.6 : Transformation des variables statoriques et rotoriques.

La transformation de Park appliquée aux équations statoriques nous donne :

$$\begin{aligned} [V_{s_{dq0}}] &= [P(\theta_s)] \cdot [V_{s_{abc}}] \Rightarrow [V_{s_{abc}}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [V_{s_{dq0}}] \\ [I_{s_{dq0}}] &= [P(\theta_s)] \cdot [I_{s_{abc}}] \Rightarrow [I_{s_{abc}}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{s_{dq0}}] \\ [\varphi_{s_{dq0}}] &= [P(\theta_s)] \cdot [\varphi_{s_{abc}}] \Rightarrow [\varphi_{s_{abc}}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{s_{dq0}}] \end{aligned} \quad (\text{I.12})$$

La transformation de Park appliquée aux équations rotoriques nous donne

$$\begin{aligned} [V_{r_{dq0}}] &= [P(\theta_r)] \cdot [V_{r_{abc}}] \Rightarrow [V_{r_{abc}}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [V_{r_{dq0}}] \\ [I_{r_{dq0}}] &= [P(\theta_r)] \cdot [I_{r_{abc}}] \Rightarrow [I_{r_{abc}}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{r_{dq0}}] \\ [\varphi_{r_{dq0}}] &= [P(\theta_r)] \cdot [\varphi_{r_{abc}}] \Rightarrow [\varphi_{r_{abc}}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{r_{dq0}}] \end{aligned} \quad (\text{I.13})$$

I.3.4. Equations électriques

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc}] \quad (\text{I.14})$$

$$[p(\theta_s)]^{-1}[V_{s_{dq0}}] = [R_s][p(\theta_s)]^{-1}[I_{s_{dq0}}] + \frac{d}{dt}[p(\theta_s)]^{-1}[\phi_{s_{dq0}}] \quad (\text{I.15})$$

$$[p(\theta_r)]^{-1}[V_{r_{dq0}}] = [R_r][p(\theta_r)]^{-1}[I_{r_{dq0}}] + \frac{d}{dt}[p(\theta_r)]^{-1}[\phi_{r_{dq0}}]$$

Avec:

$$[P(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt}[p(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [P(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt}[p(\theta_r)]^{-1} = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Donc :

$$[V_{s_{dq0}}] = [R_s][I_{s_{dq0}}] + W_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot [\phi_{s_{dq0}}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s_{dq0}}] \quad (\text{I.16})$$

Par conséquent, on peut :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - W_s \phi_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - W_s \phi_{sq} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - W_r \phi_{rd} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - W_r \phi_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

V_{sd}, V_{sq}, V_{rd} et V_{rq} : sont respectivement les tensions directe et en quadrature statoriques et rotoriques;

I_{sd}, I_{sq}, I_{rd} et I_{rq} : sont respectivement les courants directs et en quadratures statoriques et rotoriques;

$\phi_{sd}, \phi_{sq}, \phi_{rd}$ et ϕ_{rq} : sont respectivement les flux statoriques et rotoriques directs et en quadratures du système

w_s, w_r : sont les pulsations statorique et rotorique;

θ_s, θ_r : sont les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park

I.3.4.2 Equations magnétiques

De la même manière, les équations des flux sont données par :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \phi_{S\ abc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{S\ abc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\ abc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_{S\ dq} \end{bmatrix} \cdot [P(\theta)]^{-1} &= \begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{S\ dq0} \end{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\ dq0} \end{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} \end{aligned} \quad (\text{I.18})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{S\ dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{S\ dq0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\ dq0} \end{bmatrix}$$

On a :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ 0 \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$M_s=0$ puisque dans le repère (d,q) l'angle entre V_{sd} et V_{sq} est $(\pi/2)=0$; et $M_{sr}=m$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ 0 \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$$\phi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \quad \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq}$$

C'est la même chose pour le rotor donc on trouve :

$$\phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \quad \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \quad (\text{I.21})$$

$$\phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \quad \phi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq}$$

Avec:

L_r, L_s : les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la machine.

M : l'inductance mutuelle.

I.3.2.2 Equation mécanique

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante:

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} + (I_{rd} \phi_{sq} - I_{rq} \phi_{sd}) \quad (\text{I.22})$$

Avec p - le nombre de paires de pôles de la MADA

Les puissances active et réactive statoriques sont:

$$P = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \quad Q = V_{sq} I_{sd} + V_{sd} I_{sq} \quad (\text{I.23})$$

I.3.5 Choix de repère de référence de PARK

Le choix d'un repère de référence dépend essentiellement du but de la modélisation et de la compatibilité des composantes du système étudié. Il existe trois repères biphasés de références:

* le repère fixe au stator appelé référentiel stationnaire où :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0; \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -W \quad (\text{I.24})$$

Ce repère de référence est le mieux adapté pour les grandeurs instantanées. Il est utilisé pour l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation de la machine.

* le repère fixe au rotor appelé référentiel tournant où :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0; \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = W \quad (\text{I.25})$$

*de référence est adapté pour les problèmes des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

*le repère fixe au champ tournant appelé référentiel tournant à la vitesse de pulsation synchrone où:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} = W_s = W_r + W \quad (\text{I.26})$$

Dans ce repère, les composantes relatives de la machine sont constantes, ce qui justifie sa large utilisation dans le domaine de la commande des machines asynchrones.

Vu les avantages que représente ce dernier repère de référence, il sera retenu dans notre étude.

I.3.6 Modèle d'état de la MADA

Le système d'équations de tensions de la machine peut être écrit sous la forme matricielle comme suit $[X]=[A].[X]+[B].[U]$ (I.27)

Avec :

$$[X]=[\varphi_{sd} \quad \varphi_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]^t \quad [U]=[v_{sd} \quad v_{sq} \quad v_{rd} \quad v_{rq}]^t$$

On les équations suivant :

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - W_s \varphi_{sd} \quad \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd}$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + W_s \varphi_{sq} \quad \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq}$$

$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - W_r \varphi_{rd} \quad \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd}$$

$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - W_r \varphi_{rq} \quad \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq}$$

On a :

$$\varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \quad \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd}$$

Et on a besoin de trouver $\frac{d\varphi_{sd}}{dt}$ en fonction $(\varphi_{sd}, \varphi_{sq}, i_{rd}, i_{rq}, v_{sd}, v_{sq}, v_{rd}, v_{rq})$

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = V_{sd} - R_s I_{sd} + W_s \varphi_{sq}$$

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = V_{sd} - R_s \left(\frac{1}{L_s} (\varphi_{sd} - M I_{rd}) \right) + W_s \varphi_{sq}$$

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = V_{sd} - \frac{R_s}{L_s} \varphi_{sd} + \frac{R_s M}{L_s} I_{rd} + W_s \varphi_{sq} \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

Donc :

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = -\frac{1}{T_s} \varphi_{sd} + W_s \varphi_{sq} + \frac{M}{T_s} I_{rd} \quad (\text{I.28})$$

Et on a

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = V_{sq} - R_s I_{sq} - W_s \varphi_{sd}$$

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = V_{sq} - R_s \left(\frac{1}{L_s} (\varphi_{sq} - M I_{rq}) \right) - W_s \varphi_{sd} \quad (\text{I.29})$$

Donc

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = V_{sq} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sq} + \frac{M}{T_s} I_{rq} - W_s \varphi_{sd}$$

$$\varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \quad \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd}$$

$$(\varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd}) * M \quad (\varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd}) * L_s$$

$$M \varphi_{sd} - L_s \varphi_{rd} = M^2 I_{rd} - L_s L_r I_{rd}$$

$$M \varphi_{sd} - L_s \varphi_{rd} = (M^2 - L_s L_r) I_{rd} \text{ (donc on a trouver la valeur de } I_{rd} \text{)}$$

$$I_{rd} = \frac{1}{M^2 - L_s L_r} (M \varphi_{sd} - L_s \varphi_{rd})$$

$$\frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{1}{M^2 - L_s L_r} \left(M \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - L_s \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \right)$$

$$\frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{1}{M^2 - L_s L_r} \left(M (V_{sd} - R_s I_{sd} + W_s \varphi_{sq}) - L_s (V_{rd} - R_r I_{rd} + W_r \varphi_{rq}) \right)$$

$$\frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{1}{M^2 - L_s L_r} \left(\begin{array}{l} M V_{sd} - \frac{M R_s}{L_s} \varphi_{sd} + \frac{M^2 R_s}{L_s} I_{rd} + M W_s \varphi_{sq} - L_s V_{rd} + L_s R_r I_{rd} \\ - L_s L_r W_r I_{rq} - \frac{L_s W_r M}{L_s} \varphi_{sq} + \frac{L_s W_r M^2}{L_s} I_{rq} \end{array} \right)$$

$$\frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{-M R_s}{L_s (M^2 - L_s L_r)} \varphi_{sd} + \frac{1}{M^2 - L_s L_r} (M W_s - M W_r) \varphi_{sq} + \frac{1}{M^2 - L_s L_r} \left(\frac{M^2 R_s}{L_s} + L_s R_r \right) I_{rd}$$

$$+ \frac{1}{M^2 - L_s L_r} (M^2 W_r - L_s L_r W_r) I_{rq} + \frac{M}{M^2 - L_s L_r} V_{sd} - \frac{L_s}{M^2 - L_s L_r} V_{rd}$$

$$\frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{-M}{T_s (M^2 - L_s L_r)} \varphi_{sd} + \frac{M (W_s - W_r)}{M^2 - L_s L_r} \varphi_{sq} + \frac{\frac{M^2}{T_s} + R_r L_s}{M^2 - L_s L_r} I_{rd} + \frac{M^2 W_r - L_s L_r W_r}{M^2 - L_s L_r} I_{rq} + \frac{M}{M^2 - L_s L_r} V_{sd}$$

$$- \frac{L_s}{M^2 - L_s L_r} V_{rd}$$

On a $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ alors $a = \frac{M}{L_s L_r \sigma T_s} = \alpha$

$$b = \frac{M (W_s - W_r)}{M^2 - L_s L_r} = \frac{M (W_s - W_r)}{-L_s L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)} = \frac{-M (W_s - W_r)}{L_s L_r \sigma} = -\beta (W_s - W_r)$$

$$c = \frac{\frac{M^2}{T_s} + R_r L_s}{M^2 - L_s L_r} = \frac{\frac{M^2}{T_s} + R_r L_s}{-L_s L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)} = \frac{\frac{M^2}{T_s} + R_r L_s}{-L_s L_r \sigma} = \frac{-1}{\sigma} \left(\frac{M^2}{T_s L_s L_r} + \frac{1}{T_r} \right) = -\delta$$

$$d = \frac{M^2 W_r - L_s L_r W_r}{M^2 - L_s L_r} = \frac{W_r (M^2 - L_s L_r)}{M^2 - L_s L_r} = W_r$$

$$e = \frac{M}{M^2 - L_s L_r} = \frac{M}{-L_s L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)} = \frac{-M}{L_s L_r \sigma}$$

$$f = -\frac{L_s}{M^2 - L_s L_r} = \frac{L_s}{-L_s L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)} = \frac{1}{L_r \sigma}$$

Donc :

$$\frac{dI_{rd}}{dt} = \alpha \varphi_{sd} - \beta (W_s - W_r) \varphi_{sq} - \delta I_{rd} + W_r I_{rq} - \frac{-M}{L_s L_r \sigma} V_{sd} + \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} \quad (\text{I.30})$$

Maintenant il reste de trouver $\frac{dI_{rq}}{dt}$

$$\varphi_{sq} = (L_s I_{sq} + M I_{rq}) M$$

$$\varphi_{rq} = (L_r I_{rq} + M I_{sq}) L_s$$

$$I_{rq} = \frac{M^2 \varphi_{sq} - L_s \varphi_{rq}}{M^2 - L_s L_r}$$

$$\frac{dI_{rq}}{dt} = \frac{1}{M^2 - L_s L_r} \left(M (V_{sq} - R_s I_{sq} - W_s \varphi_{sd}) - L_s (V_{rq} - R_r I_{rq} - W_r \varphi_{rd}) \right)$$

$$\frac{dI_{rq}}{dt} = \frac{1}{M^2 - L_s L_r} \left(\begin{aligned} & M V_{sq} - \frac{M}{T_s} \varphi_{sq} + \frac{M^2}{T_s} I_{rq} - M W_s \varphi_{sd} - L_s V_{rd} + L_s R_r I_{rq} \\ & + L_s L_r W_r I_{rd} + W_r M \varphi_{sd} - W_r M^2 I_{rd} \end{aligned} \right)$$

$$\frac{dI_{rq}}{dt} = \frac{M (W_r - W_s)}{M^2 - L_s L_r} \varphi_{sd} - \frac{M}{T_s (M^2 - L_s L_r)} \varphi_{sq} + \frac{W_r (L_s L_r - M^2)}{M^2 - L_s L_r} I_{rd} + \frac{L_s L_r + \frac{M^2}{T_s}}{T_s (M^2 - L_s L_r)} I_{rq}$$

$$a' = \frac{M (W_r - W_s)}{M^2 - L_s L_r} = \frac{M (W_r - W_s)}{-L_s L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)} = \frac{-M (W_s - W_r)}{T_s L_s L_r \sigma} = \beta (W_s - W_r)$$

$$b' = -\frac{M}{T_s (M^2 - L_s L_r)} = \frac{-M}{-T_s L_s L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)} = \alpha$$

$$c' = \frac{W_r (L_s L_r - M^2)}{M^2 - L_s L_r} = -W_r$$

$$d' = \frac{L_s L_r + \frac{M^2}{T_s}}{T_s (M^2 - L_s L_r)} = \frac{L_s L_r + \frac{M^2}{T_s}}{-L_s L_r (1 - \frac{M^2}{L_s L_r})} = -\frac{M^2}{T_s L_s L_r \sigma} - \frac{R_r}{L_r \sigma} = -\delta$$

$$e' = \frac{M}{M^2 - L_s L_r} = \frac{M}{-L_s L_r (1 - \frac{M^2}{L_s L_r})} = \frac{-M}{L_s L_r \sigma}$$

$$f' = -\frac{L_s}{M^2 - L_s L_r} = \frac{-L_s}{-L_s L_r (1 - \frac{M^2}{L_s L_r})} = \frac{1}{L_r (1 - \frac{M^2}{L_s L_r})} = \frac{1}{L_r \sigma}$$

Donc :

$$\frac{dI_{rq}}{dt} = \beta(W_s - W_r)\varphi_{sd} + \alpha\varphi_{sq} - W_r I_{rd} - \delta I_{rq} + \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{sq} + \frac{1}{L_r \sigma} V_{rq} \quad (\text{I.31})$$

Donc on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = \frac{-1}{T_s} \varphi_{sd} + W_s \varphi_{sq} + \frac{M}{T_s} I_{rd} + V_{sd} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = -W_s \varphi_{sd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sq} + \frac{M}{T_s} I_{rq} + V_{sq} \\ \frac{dI_{rd}}{dt} = \alpha\varphi_{sd} - \beta(W_s - W_r)\varphi_{sq} - \delta I_{rd} + W_r I_{rq} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{sd} + \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \beta(W_s - W_r)\varphi_{sd} + \alpha\varphi_{sq} - W_r I_{rd} - \delta I_{rq} + \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{sq} + \frac{1}{L_r \sigma} V_{rq} \end{array} \right. \quad (\text{I.32})$$

Donc à partir de ces quatre équation on peut tirer le modèle d'état de notre machine sous la forme :

$$\left[\dot{X} \right] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{I.33}) \quad [X] = \left[\varphi_{sd} \quad \varphi_{sq} \quad I_{rd} \quad I_{rq} \right]$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & W_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -W_s & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & -B(W_s - W_r) & -\delta & W_r \\ B(W_s - W_r) & \alpha & W_r & -\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-M}{L_r L_s \sigma} & 0 & \frac{1}{L_r \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{L_r L_s \sigma} & 0 & \frac{1}{L_r \sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix}$$

Maintenant on va se décomposer la matrice A comme suit :

$$[A] = [A1] + W_s [A2] + W_r [A3] \quad (\text{I.34})$$

$$[A1] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & 0 & -\delta & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & -\delta \end{bmatrix}, [A2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, [A3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

I.4 Modélisation et commande de l'alimentation du MADA

Le rotor de la MADA est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux. Cet onduleur est équipé de plusieurs dispositifs de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture qui peuvent être soit des transistors MOSFET ou des IGBT associés à des diodes en tête bêche. [ON 177]

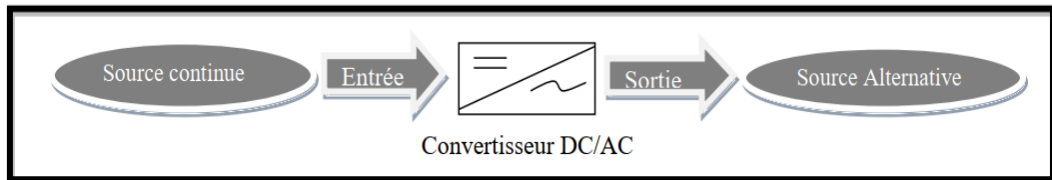


Figure I.7 : schéma de principe de la conversion continu-Alternative (DC-AC).

4.5 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux

Un onduleur de tension triphasé est constitué de trois cellules (bras) de commutation de deux interrupteurs. Pour chaque interrupteur est formé par un transistor (ou un thyristor) monté en tête bêche avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuitage de la source [MEK 12] . On peut remplacer chaque groupe transistor-diode de la figure (I.8.A) par des Interrupteurs K_j ($j=1,2,3,4,5,6$), on obtient le schéma simplifié pour chaque onduleur comme l'indique la figure (I.8.B).

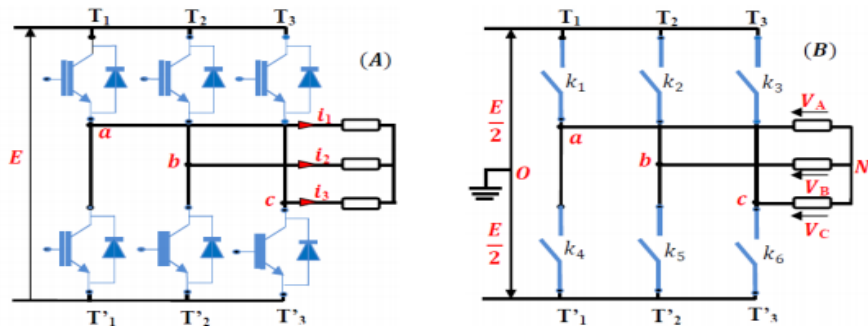


Figure I.8 : Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- Le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impairs différents de trois.

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont:

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

Par addition on a :

Sachant que le système $V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{ON}$

Donc : $V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{ON} = 0 \Rightarrow V_{ON} = -(1/3)*(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO})$ (I.36)

On remplace (I. 36) dans (I. 35), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = \frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = \frac{1}{3}V_{AO} + \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

On peut écrire le système (I. 37) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

Talque :

$$\begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } k_1 \text{ fermé} & \text{si nom } S_1 = -1 \\ S_2 = 1 & \text{si } k_2 \text{ fermé} & \text{si nom } S_2 = -1 \\ S_3 = 1 & \text{si } k_3 \text{ fermé} & \text{si nom } S_3 = -1 \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

On remplace (I.39) dans (I.38) on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.41})$$

Le système (I. 41) représente le modèle mathématique de l'onduleur MLI triphasé à deux niveaux.

4.6 Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)

L'objectif principal de la commande MLI consiste à comparer instantanément chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer à un signal triangulaire de haute fréquence que nous appellerons porteuse. Les impulsions des commandes (S_1 , S_2 , S_3) de l'onduleur sont les intersections entre les ondes modulantes (de références) avec l'onde triangulaire (porteuse). [ON 159]

La comparaison entre les ondes de références et l'onde triangulaire détermine l'état des interrupteurs du circuit de puissance (ouverture et fermeture).

Cette commande est caractérisée par deux paramètres :

→ L'indice de modulation m qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{I.42})$$

Le taux de modulation r qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{ref} et celle de la porteuse U_p :

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p} \quad (\text{I.43})$$

Si m est un multiple de trois nous pouvons éliminer les harmoniques d'ordre trois qui causent les majeurs inconvénients de cette technique.

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'état de l'art et la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park (Repère biphasé (d,q)) lié au champ tournant qui réduit la complexité de ce modèle et leur alimentation (onduleur deux niveaux). Ce convertisseur permettant l'application des commandes pour contrôler les puissances générées par le stator de cette machine dans les chapitres suivants.

CHAPITRE II:
L'ASPECT THEORIQUE DES
COMMANDES APPLIQUES

II.1 Introduction

Pour avoir une bonne qualité d'énergie électrique produite par un système éolien basé sur une MADA, il faut appliquer des techniques de commandes adéquates permettant le contrôle des puissances générées par le stator de la machine à savoir : la puissance active et réactive qui sera réglée à celle de référence pour assurer un meilleur rendement du système éolien. Pour ce là, nous présentons dans ce chapitre l'aspect théorique des trois commandes à savoir :

- la commande vectorielle à base de régulateurs PI ;
- la commande par logique floue à base de régulateurs floue
- la commande par logique floue adaptative à base de régulateur floue adaptative

Ces commandes permettent de contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par la machine asynchrone double alimentation à flux orienté..

II.2 Commande vectorielle des puissances active et réactive

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps, certaines polémiques donnent la paternité de cette théorie à Blondel. Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années 70 par Blaschke et ses applications effectives ont vu le jour grâce à Léonard dix ans plus tard [GRE 97].

II.2.1 Principe de la commande vectorielle sur notre système

Le principe de cette commande est similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée ; à savoir le contrôle indépendamment des puissances active et réactive générées au stator de la machine. La puissance active dépend uniquement du courant rotorique I_{rq} , et la puissance réactive dépend uniquement du courant I_{rd} (Figure.II.1) [LOU 13] [PENG 10] [JAD 13].

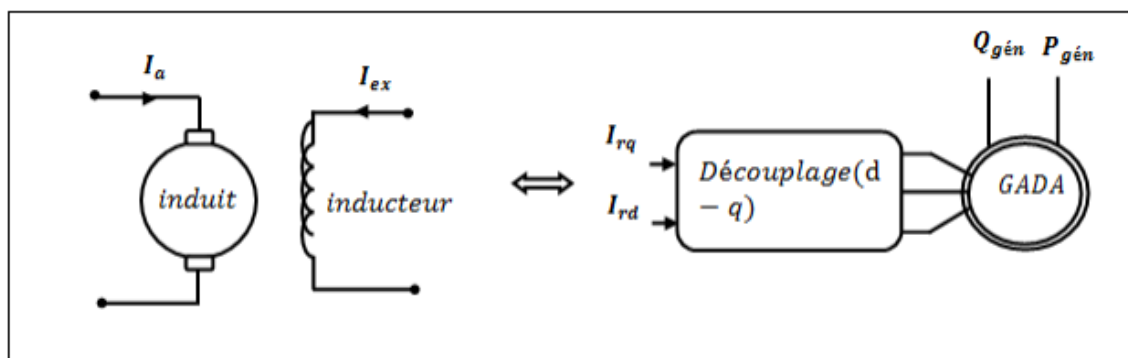


Figure II.1 Principe de la commande vectorielle.

II.2.2 Les différentes techniques de la commande vectorielle

II.2.2.1 Commande vectorielle directe des puissances active et réactive (CVD)

Dans cette méthode, nous présentons la régulation directement et indépendamment les puissances statoriques active et réactive produites à celles d'erreurs, en utilisant un seul régulateur sur chaque axe. Les tensions de commande sont la correction des erreurs des puissances par des régulateurs PI.

II.2.2.2 Commande indirecte des puissances active et réactive

Cette commande est basée sur deux structures: l'une utilise une boucle régulant le courant, alors que l'autre est basée sur la première en lui ajoutant une boucle régulant les puissances, les deux commandes sont représentées comme suit :

✓ **Commande indirecte sans boucles des puissances**

Cette commande ne consiste pas à réguler directement les puissances comme la commande précédente, mais elle est basée sur la régulation indirecte des courants rotoriques mesurés qui seront asservis avec les courants de références déjà déterminés par les puissances statoriques de références assujetties à la machine [ROU 16].

✓ **Commande indirecte avec boucles des puissances**

Cette commande consiste à réguler les puissances statoriques et les courants rotoriques en cascade, pour cela nous allons mettre en place deux boucles de régulation sur chaque axe avec un régulateur proportionnel intégral pour chacune, l'une réglant la puissance et l'autre le courant.

II.2.3 Type des régulateurs utilisés

Pour la réalisation d'une commande vectorielle en puissances active et réactive de la machine asynchrone double alimentation (cas génératrice), il faut utiliser des régulateurs Proportionnels Intégral (PI), à cause des avantages qu'ils apportent (rapidité, simplicité, autorisant la fréquence du MLI, etc...). Les régulateurs de chaque axe ont pour rôle d'annuler l'écart entre les puissances active et réactive de références et mesurées [ROU 16].

II. 3 Commande par la logique floue des puissances active et réactive

La logique floue est une théorie qui a connu un grand engouement depuis que le professeur Lotfi A. Zadeh en introduisant le concept de sous-ensembles flous en 1965. Cette technique est intéressante car elle permet la prise de décision malgré l'absence d'une modélisation du système amont complexe comme le cas des systèmes non linéaires ou à structure variable. Dans ce sens, des correcteurs à base de la logique floue améliorent de façon globale aussi bien les performances que la robustesse des systèmes commandés, en s'appuyant sur la connaissance de ceux-ci [PAS 98, LEE 90].

Cette commande est une solution attractive pour obtenir des résultats performants dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable basés sur la machine asynchrone double alimentation.

II. 3.1 Notions fondamentales de la logique floue

Dans cette section, nous présentons les notions de base de la logique floue. Nous aborderons uniquement les points les plus importants pour la compréhension d'un raisonnement flou à savoir :

- **Ensembles Flous**

Dans la théorie classique des ensembles, ces derniers sont définis par une fonction caractérisée par un élément appartient, et un élément n'appartient pas (0) ; par contre un ensemble flou est défini sur un univers de discours X , et par une fonction d'appartenance (μ) qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. Il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans un domaine continu, les ensembles flous sont définis analytiquement par leurs fonctions d'appartenance [BOU 15]

- **Fonction D'appartenance**

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques. Il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles. Soit une variable x qui varie dans un domaine appelé univers de discours, ce dernier est partagé en sous-ensembles flous de façon que dans chaque zone il y ait une situation dominante. Ces zones sont décrit par des fonctions convexes, généralement sous forme triangulaire ou trapézoïdale, elles admettent

comme argument la position de la variable x dans l'univers de discours, et comme sortie le degré d'appartenance de x à la situation décrite par la fonction ; noté [CHIK 13] :

$\mu(x)$: degré d'appartenance de x

Le choix de la répartition des fonctions, leurs chevauchements ainsi que leurs formes doit être judicieux comme indiqué dans la Figure II.2 donne quelques fonctions d'appartenance :

*Fonction triangulaire: elle est définie par trois paramètres (a , b , c) :

$$\mu(x) = \max\left[\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{d-c}\right), 0\right] \quad (\text{II.1})$$

*Fonction trapézoïde: est définie par quatre paramètres (a , b , c , d):

$$\mu(x) = \max\left[\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right] \quad (\text{II.2})$$

*Fonction gaussienne: est définie par deux paramètres (m , s) :

$$\mu(x) = \exp\left[-\left(\frac{x-m}{2a^2}\right)^2\right] \quad (\text{II.3})$$

*Fonction sinusoidale : est définie par deux paramètres (a , b):

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(a(a-c))} \quad (\text{II.4})$$

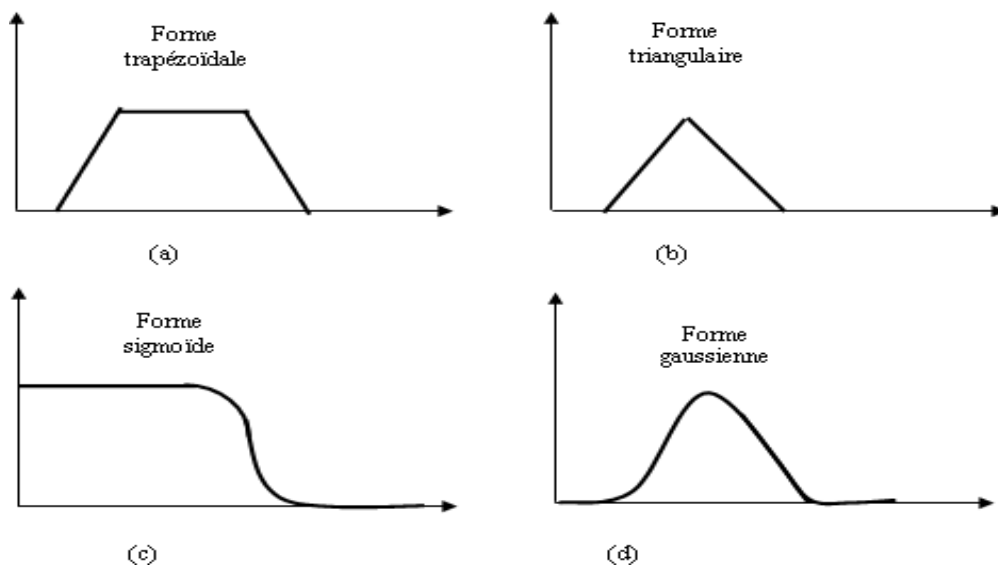


Figure II.2 Forme des fonctions d'appartenance

- **Caractéristiques d'un sous ensemble flou**

Soit A un sous ensemble flou de x . On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou, Figure II.3 [TAL 14]

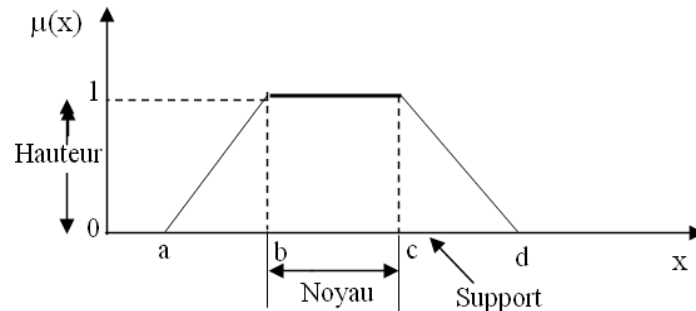


Figure II.3 Format d'un ensemble flou normalisé.

***Support d'un ensemble flou** Le support est défini comme l'ensemble des valeurs du domaine X pour lesquelles la fonction d'appartenance n'est pas nulle. Il est donné par :

$$\text{Supp}(A) = \{x \in X; \mu_A(x) \neq 0\} \quad (\text{II.5})$$

***Noyau d'un ensemble flou** : Le noyau d'un ensemble flou A de X est un sous-ensemble ordinaire de X dont chaque élément a un degré d'appartenance égale à 1.

$$\text{Noy}(A) = \{x \in X; \mu_x(x) = 1\} \quad (\text{II.6})$$

***Hauteur d'un ensemble flou** : C 'est la borne supérieure de la fonction d'appartenance de A : $H(A) = \max(\mu_A(x); x \in X)$ (II.7)

***Le cardinal**: est définie par la somme des degrés d'appartenance

$$|A| = \sum_{i=1}^n \mu_A(X_i) \quad (\text{II.8})$$

Pour un domaine continu, la cardinalité sera définie par :

$$|A| = \int \mu_A(x) dx \quad (\text{II.9})$$

***Couple de niveau α** : On appelle couple de niveau α ou α -coupe de l'ensemble flou A , les éléments qui possèdent un degré d'appartenance supérieur ou égal α . Le sous ensemble A_α de X défini par:

$$A_\alpha = \{x / \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad x \in [0, 1] \quad (\text{II.10})$$

***Variables Linguistiques:**

La description d'une certaine situation imprécise ou incertaine peut contenir des expressions floues comme par exemple: très grand, grand, moyen, petit. Ces expressions forment les valeurs d'une variable x , appelée "linguistique", soumise à des fonctions appelées fonctions d'appartenance [CHA 10]

Une variable linguistique est représentée par un triplet (V, X, TV)

V : nom de la variable (âge, taille, température, longueur, ...)

X ; univers des valeurs prises par $V(R, \dots)$

$Tv = \{A1, A2, \dots\}$: Ensemble de XV , utilisé pour caractériser V

Par exemple : (Age-Personne, $[0,100]$, {Très-jeune, Jeune, Agé})

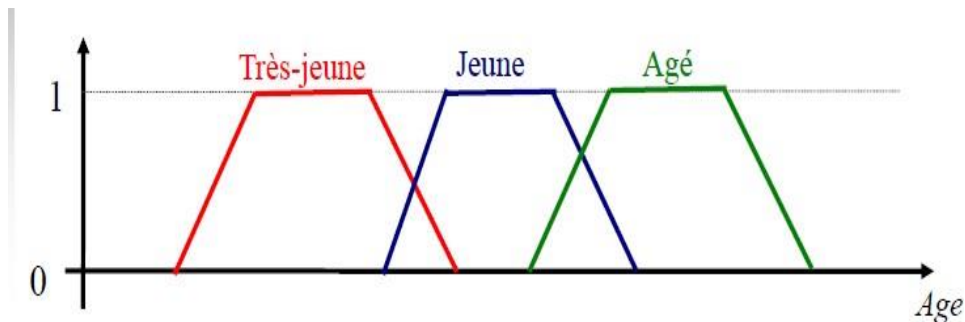


Figure II.4 Forme des Variable flou sou linguistique

II. 3.2 Présentation d'un régulateur par logique floue

Le succès de la commande floue trouve aussi en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistiques « si... alors » facilement interprétables. L'idée centrale de la commande par logique floue est la règle de commande linguistique. Cette règle peut prendre plusieurs formes, cependant elle indique invariablement quelle action de commande. Ces actions de commande peuvent avoir la forme : « augmenter le courant », «diminuer de beaucoup la tension », et les conditions peuvent avoir la forme : «si l'erreur de tension est assez grande », « si l'erreur de courant est très petite». Les mots clés ici sont «assez grande », «beaucoup » et «très petite ». Une règle de commande est une combinaison d'une condition et d'une action. Plusieurs règles sont nécessaires pour la construction d'un contrôleur à logique floue, ces règles forment un algorithme [LAT 12] La forme générale d'une règle de commande floue est : SI l'erreur est ... ET la variation de l'erreur est ... Alors la variation de la sortie est ...

II. 3.3 Eléments d'un contrôleur flou

En général, les contrôleurs flous sont utilisés dans les structures de commande en boucle fermée des processus (Figure II.5).

Les variables caractéristiques du système à commander et les consignes définissent les variables d'entrées du contrôleur flou. Les variables caractéristiques sont, en général, les grandeurs de sortie du processus et, le cas échéant, d'autres mesures déterminantes pour saisir l'évolution dynamique du système. Les variables de sortie du contrôleur flou sont les commandes appliquées au processus. La Mise en échelle (normalisation/dénormalisation) des grandeurs d'entrées/sorties permet d'adapter le traitement des signaux d'entrées/sorties. Par convention, la plage de variation des variables d'entrées/sorties est comprise entre -1 et +1. Les opérations de normalisation et dénormalisation sont optionnelles. La configuration de base du contrôleur flou comprend quatre parties :

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

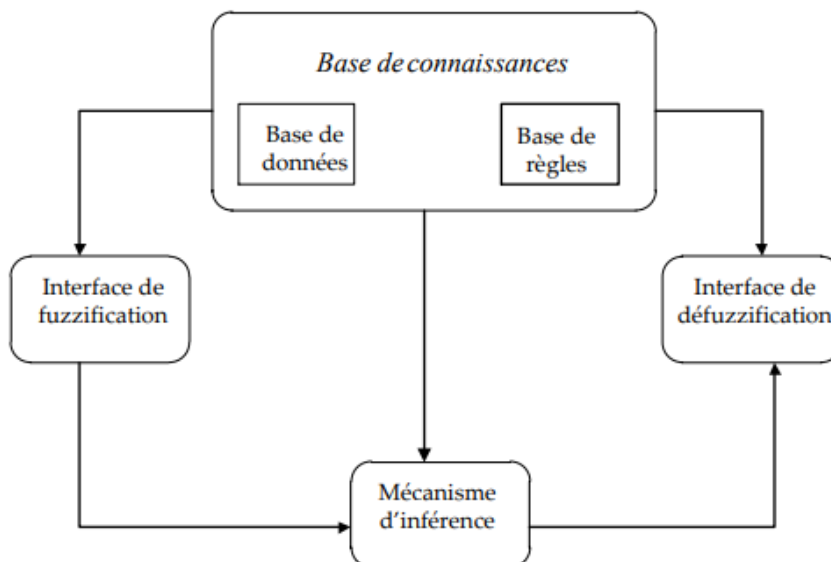


Figure II.5 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

Interface de fuzzification

La fuzzification de la valeur précise d'une variable consiste à caractériser le degré avec lequel cette mesure appartient à un sous-ensemble flou donné, c'est-à-dire le passage d'une grandeur précise à une variable floue. Le choix des formes des fonctions d'appartenance est arbitraire. Des études comparatives ont montré qu'avec les différentes formes des fonctions d'appartenance, les résultats sont pratiquement similaires en boucle fermée. La forme la plus fréquemment utilisée en commande floue est la forme triangulaire. Le nombre de fonctions d'appartenance est généralement impair et se répartissent autour de zéro. En général, on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous. Le choix du nombre dépend de la précision souhaitée. Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes ou non équidistantes.

Base de connaissance

La base de connaissance est composée de deux blocs [OUAK 09] :

- la base de données fournit les définitions nécessaires pour définir les règles de contrôles linguistiques et la manipulation des données floues dans le contrôleur;
- la base de règles caractérise les buts et les stratégies de commande émis par les experts du domaine au moyen d'un ensemble de règles linguistiques de contrôle

Moteur d'inférence floue

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

A cause de l'empiètement des fonctions d'appartenances, en générale deux ou plusieurs règles sont activées en même temps. Ce fait doit être pris en considération lors de la réalisation de l'opérateur OU. Il existe plusieurs possibilités pour réaliser ces opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances. On introduit alors la notion de méthode d'inférence. Elle détermine la réalisation des différents opérateurs dans une inférence, permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière.

Pour le réglage par logique floue, on utilise en générale une des méthodes suivantes :

Méthode d'inférence max-min (Mamdani) ;

Méthode d'inférence max-prod (Larsen) ;

Méthode d'inférence somme-prod (Sugeno)

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			
	<i>Et</i>	<i>Ou</i>	<i>Alors</i>
Méthodes d'inférence			
<i>Max - Min</i>	<i>Minimum</i>	<i>Maximum</i>	<i>Minimum</i>
<i>Max - Produit</i>	<i>Minimum</i>	<i>Maximum</i>	<i>Produit</i>
<i>Somme - Produi</i>	<i>Produit</i>	<i>Moyenne</i>	<i>Produit</i>

Tableau (II.1) : Méthode usuelles de l'inférence floue.

Interface de défuzzification

Définit précisément quelle doit être l'action sur le processus. En effet, le procédé ne peut pas interpréter des ordres linguistiques fournis par les méthodes d'inférences. L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de la fonction d'appartenance résultante, la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. Cette étape de défuzzification peut être envisagée avec différentes méthodes. Nous ne donnerons pas toutes ces méthodes, mais simplement les plus utilisées [RUB 00] [ECO 1]

•Méthode du centre de gravité :

Le centre de gravité de la fonction d'appartenance $\mu_B(y)$ est calculé simplement pour obtenir la commande réelle u . On obtient alors :

$$u = \frac{\int \mu_B(y) y dy}{\int \mu_B(y) dy} \quad (\text{II.11})$$

$$u = \frac{\sum_{q=1}^{N_q} \mu_B(y_q) y_q}{\sum_{q=1}^{N_q} \mu_B(y_q)} \quad (\text{II.12})$$

Où :

N_q : est le nombre d'intervalles de quantification de la fonction $\mu_b(y)$

y_q : est l'abscisse du centre de fonction d'appartenance

• Méthode de maximum et de moyenne des maximums

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance. Le principe de cette méthode réside dans le choix de l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante. Cependant cette méthode présente un inconvénient. Lorsque l'abscisse de la valeur maximale est limitée entre deux valeurs $1x$ et $2x$; toutes les valeurs comprises entre ces deux limites peuvent être utilisées. Cette méthode n'est donc pas recommandable pour le réglage par logique floue. Pour remédier à cet inconvénient, on utilise la méthode de moyenne des maximums, cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale. Sa relation est donnée par :

$$u = \frac{\sum_{k=1}^{N_q} y_k}{m} \quad (\text{II.13})$$

Où m est le nombre de valeurs quantifiées $k y$ pour lesquelles l'appartenance est maximale.

Contrôleur de Mamdani

Ce type de contrôleur a été présenté dans une application floue [MAM 77] et a la forme générale suivante pour N x entrées :

$$R_k \text{ si } x_1 \text{ est } A_{1k} \text{ et } x_2 \text{ est } A_{2k} \quad (\text{II.14})$$

Le synoptique de ce type de contrôleur est représenté sur la figure (II.5).

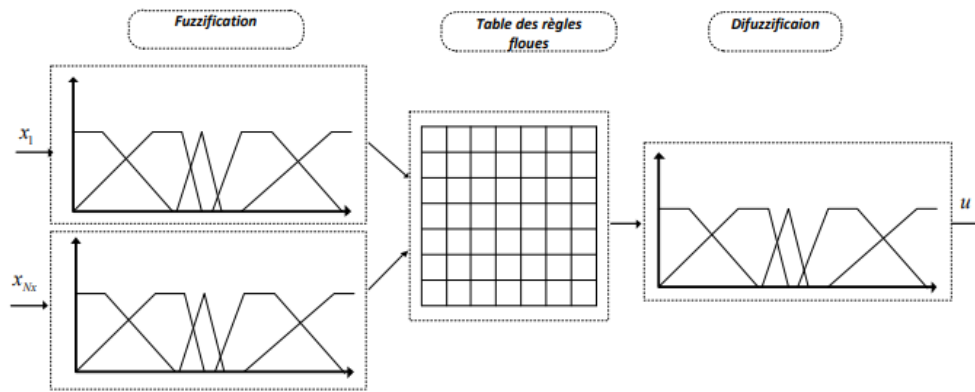


Figure II.6 : Contrôleur de Mamdani

II. 4 Commande floue adaptative des puissances active et réactive

Aujourd'hui, la commande adaptative est considérée d'une grande importance dans le domaine de contrôle d'un système de conversion d'énergie éolien, comme une solution pour contrôler les processus fonctionnant sous des conditions et environnements variables dans le temps. D'autre part, l'intérêt de la commande adaptative apparaît essentiellement au niveau des perturbations paramétriques, c'est-à-dire agissant sur les caractéristiques du processus à commander, les perturbations agissant sur les variables à réguler ou à commander [Laa 12].

II.4.1 Commande Floue Adaptative

Les contrôleurs flous ont la faculté d'approximer n'importe quelle fonction non linéaire [Wan 94]. Mais l'obtention de ces contrôleurs n'était pas toujours évidente à cause de la variation des paramètres. Pour résoudre ce problème, la commande adaptative a été intégrée dans le contrôleur flou pour construire un contrôleur adaptatif flou qui a été le sujet d'une recherche intensive pendant cette dernière décennie [Moh 03], [Yan 04], [Laa 14]. Dans ce chapitre nous allons essayer d'appliquer la commande floue type-1 adaptative pour régler des puissances active et réactive générées par le stator de la MADA.

II.4.2 Structure de la commande floue adaptative

La commande adaptative floue se compose donc d'un contrôleur flou adaptatif (soit unique, soit choisi parmi un groupe de contrôleur en fonction de ses performances). La chose la plus importante qui différencie un contrôleur adaptatif flou d'un contrôleur adaptatif conventionnel est que le premier peut prendre en compte des informations linguistiques. Ceci qui est très important lorsque le système possède des incertitudes que l'opérateur humain a appris à anticiper. Deux approches ont été essentiellement considérées pour le développement

des stratégies de commande adaptative destinées aux procédés à paramètres inconnus et/ou variables dans le temps, la commande adaptative peut être structurée selon les catégories suivantes :

II.4.2.1 Commande adaptative floue indirecte

Dans le premier on approxime d'abord le modèle du processus par des systèmes adaptatifs flous puis on synthétise la loi de commande à partir du modèle approximé [DOU 08]. Le principe de la commande adaptative floue indirecte est schématisé par la figure suivant :

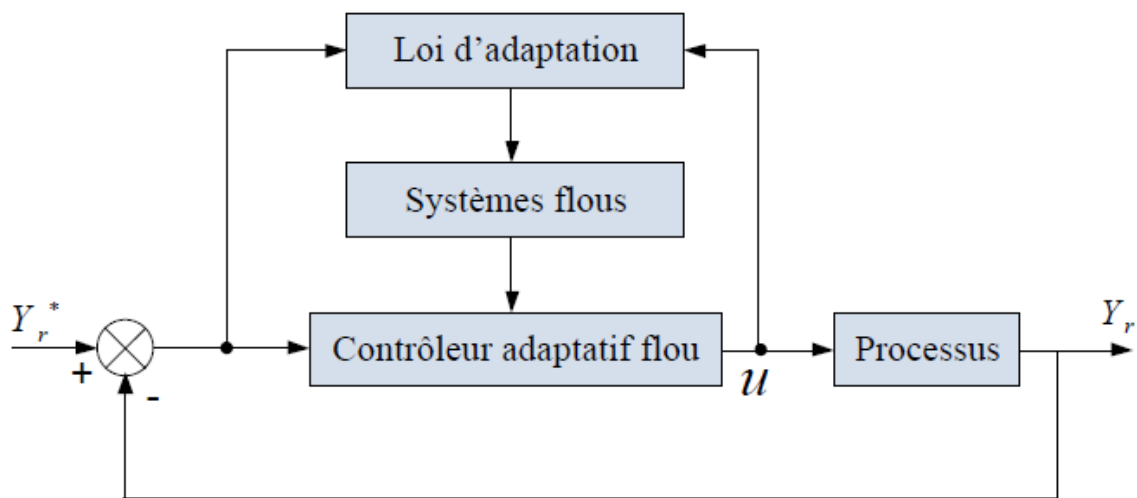


Figure (II.7): Structure d'une commande adaptative floue indirecte

II. 4.2.2 Commande adaptative floue directe

Dans le deuxième, la loi de commande est directement approximée par un ou plusieurs systèmes adaptatifs flous [MIH 12] .La figure suivant montre la structure de la commande adaptative floue indirecte.

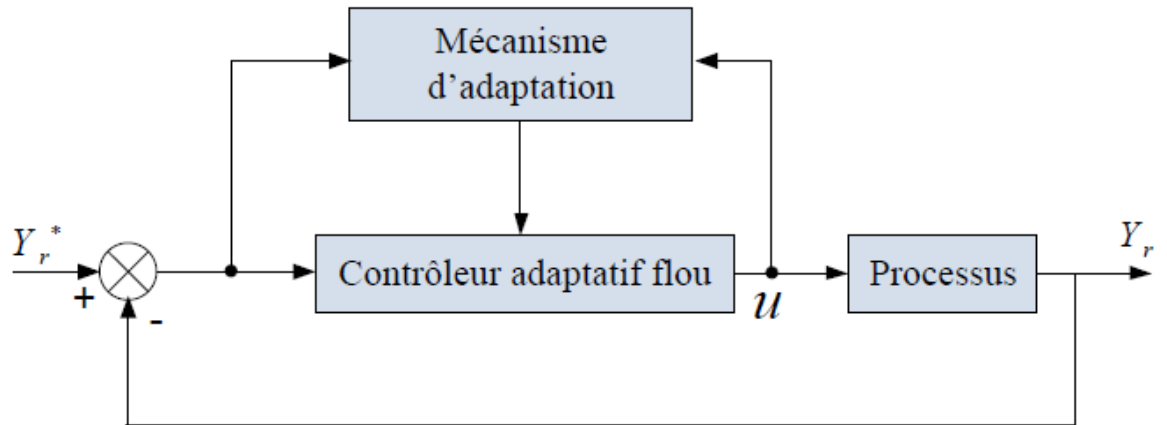


Figure (II.8):Structure d'une commande adaptative floue directe

De cela deux approches de commande adaptative sont les plus répandues:

L'approche avec modèle de référence (MRAC) et l'approche auto-ajustable (self-tuning control) [BEL 11].

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'aspect théorique des trois techniques de commande de philosophies différentes pour contrôler indépendamment l'échange de puissances active et réactive entre le stator de la machine et le réseau dans un système éolien: l'une concerne la commande vectorielle basée sur deux régulateurs PI; la deuxième, concerne la commande par la logique floue basée sur les régulateurs flous; la troisième, concerne la commande par la logique floue adaptative basée sur les régulateurs flous adaptative, cette méthode assure la robustesse en boucle fermée en tout instant.

Dans ce travail, en premier lieu, nous nous sommes intéressés à la commande la commande vectorielle sur ce système en utilisant un régulateur proportionnel intégral. Cette commande est basée sur l'orientation du flux statorique pour simplifier le modèle de la machine et découpler la régulation des puissances générées. Par la suite, on a défini les différentes techniques de cette commande qui sont les plus utilisés pour contrôler les puissances active et réactive générées. Parmi ces commandes, on a choisi la commande indirecte sans boucle de puissance d'une part sa simplicité de mise en œuvre, ainsi que la possibilité du contrôle et de limitation des courants afin de protéger le bobinage rotorique de la machine.

En deuxième lieu, nous nous sommes intéressés à la commande par la logique floue, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue, exposé l'ensemble flou, les fonctions d'appartenances, les variables linguistiques, et les opérateurs employés dans ce type de logique; par la suite, nous avons présenté la structure de la commande floue composée des

notions de fuzzification, d'inférences floues et de défuzzification pour synthétiser une commande floue à sept fonctions d'appartenance pour le réglage indépendant des puissances générées.

En troisième lieu, nous nous sommes intéressé à la commande par la logique floue adaptative, où nous avons présenté la théories de cette commande, exposé les différentes structures soit direct ou indirect de cette commande qui sont les plus utilisés pour contrôler les puissances active et réactive générées.

CHAPITRE III:
*L'APPLICATION DES COMMANDES
PROPOSEES*

III.1 Introduction

Pour améliorer les performances de notre système on a appliqué trois nouvelles techniques de commandes basées sur la commande VECTORIELLE, la LOGIQUE FLOUE et la LOGIQUE FLOUE ADAPTATIVE. Ces trois commandes permettent de garder instantanément un contrôle indépendant des puissances active et réactive générées par la MADA dans un système de production d'énergie éolienne couplé au réseau.

Ce dernier chapitre présent l'application des commandes proposées et étudiée théoriquement dans le chapitre précédent qui permettront de garder instantanément un bon rendement et un découplage parfait du contrôle entre les puissances générées par la MADAA. Dans une première étape, on appliquée la commande vectorielle basée aux moyens de régulateurs PI basée sur l'orientation du flux statorique pour linéariser le modèle de la machine et découpler le contrôle des puissances générées. Dans la seconde, on appliquée la commande par logique floue basée sur les régulateurs flous afin d'améliorer les qualités de poursuite et d'assurer la robustesse du système. Dans la troisième, on améliora une nouvelle commande basé sur la logique floue adaptative pour améliorer les performances du notre système et converger les erreurs de poursuite vers zéro

III.2 Application de commande vectorielle

Dans cette commande, la machine est conçue de telle façon à ce que le flux statorique dans le repère de Park suivant l'axe q soit nul. Ce choix est justifié par le fait que la machine est souvent couplée à un réseau de tension et de fréquence constante.

On rappelle d'abord le système équations différentielles décrivant la MADA dans un repère lié au champ tournant qui est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - W_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} - W_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - W_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - W_r \varphi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{III.1})$$

- Avec un flux statoriques constant et orienté, $\varphi_{sd} = \varphi_s$ et $\varphi_{sq} = 0$,
- Si on néglige la résistance $R_s = 0$

Ces équations peuvent se simplifier sous la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = W_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - W_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - W_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

De la même manière que pour les tensions, les équations des flux deviennent :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = 0 = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

A partir des équations des composantes directe et en quadrature du flux statorique, les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques seront:

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\varphi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{rd} \\ I_{sd} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Dans un repère biphasé, les puissances active et réactive statoriques d'une MADA s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté, Et remplaçant les courants statoriques direct et quadrature par leurs expressions dans les équations des puissances active et réactive, on trouve :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{W_s L_s} - V_{sq} \frac{M}{L_s} I_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

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.

A partir du système d'équation (III.3) et on en remplaçant les courants statoriques par leurs expressions, les expressions des flux rotoriques peuvent être écrites sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + \frac{M \cdot V_s}{W_s L_s} \\ \varphi_{rq} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{rd}}{dt} - g \cdot W_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{rq}}{dt} - g \cdot W_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (III.8)$$

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

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} - g \cdot W_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} - g \cdot W_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (III.9)$$

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

$$\begin{cases} V_{rd} = \left[R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) s \right] I_{rd} - g \cdot W_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = \left[R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) s \right] I_{rq} + g \cdot W_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (III.10)$$

V_{rd} et V_{rq} sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus ;

avec :

$\frac{V_s \cdot M}{L_s}$: le terme de couplage entre les deux axes;

$g \cdot \left(\frac{M^2}{L_s}\right)$: représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

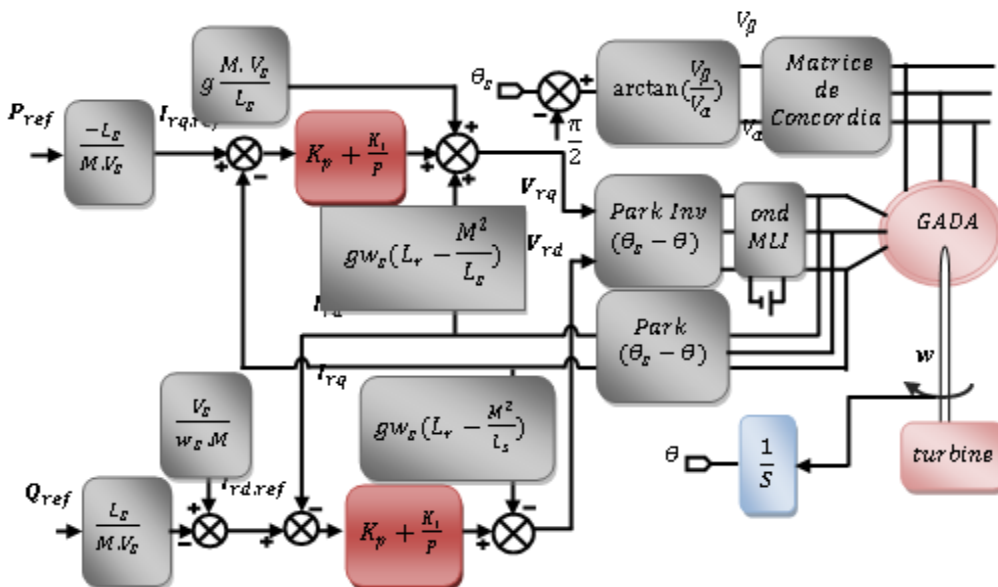


Figure III.1 : Schéma bloc de la structure de commande vectoriel

III.3 Application de la commande par la logique floue

Après l'étude théorique de la commande par logique floue, nous nous intéressons ici à son application sur notre système. La commande de ce dispositif doit permettre la régulation des courants actif et réactif et par conséquent la régulation des puissances active et réactive du générateur asynchrone double alimentation (GADA).

Pour appliquer cette commande à notre système, on a utilisé la même structure de commande vectorielle indirecte sans boucle de puissance avec un changement des régulateurs PI par des régulateurs flous de mêmes types (régulateur de type Mamdani à sept classes), qui possèdent les mêmes fonctions d'appartenances. La différence réside dans les gains de normalisation (facteurs d'échelles). Le mode de fonctionnement est le même que celui des contrôleurs de courants.

III.3.1 CHOIX DES FONCTIONS D'APPARTENANCES

. Les fonctions d'appartenances triangulaires et trapézoïdales, ce choix est dû à la simplicité de mise en œuvre

- ❖ Pour la boucle de courant, les variables d'entrées sont :
L'erreur de courant:

$$e_I = I_{rq}^{ref} - I_{rq} \tag{III.11}$$

La variation de l'erreur de courant :

$$\Delta e_I = e_I(k) - e_I(k-1) \tag{III.12}$$

Le schéma bloc de la commande avec les régulateurs flous est illustré par la figure ci-dessous

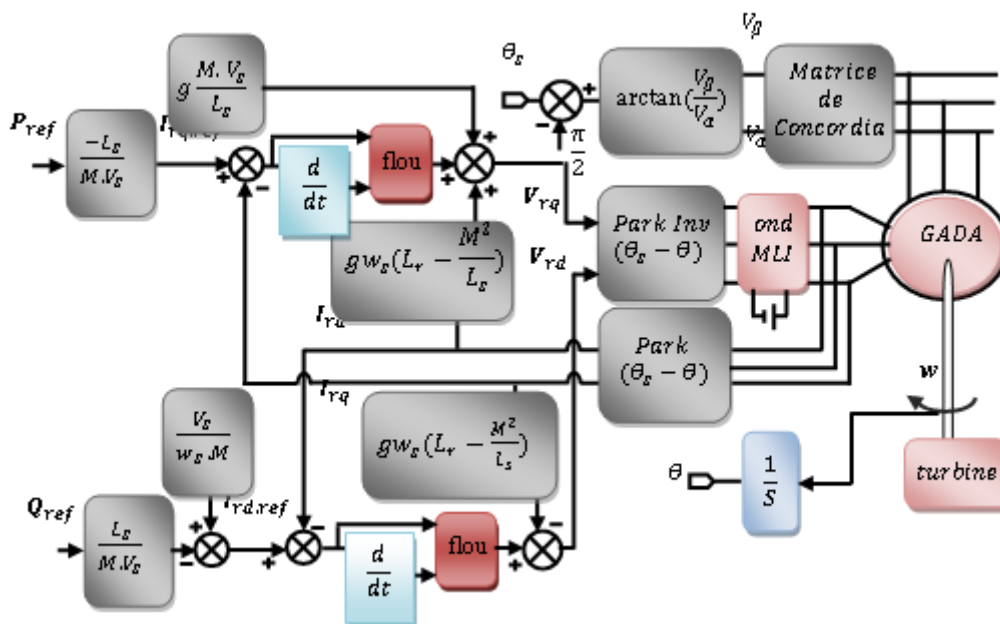


Figure III.2 : Schéma bloc de la structure de commande floue.

III.3.2 STRUCTURE DE BASE D'UN CONTRÔLEUR FLOU DE COURANT

La majorité des contrôleurs flous pour les systèmes mono variables simples se composent des entrées du contrôleur flou qui sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante :

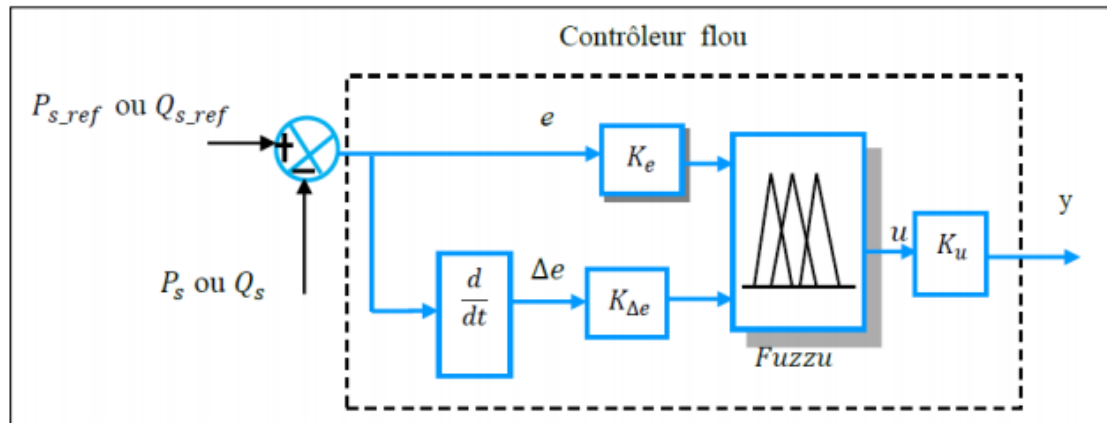


Figure III.3 : Structure interne d'un régulateur flou.

D'après le schéma ci-dessus, le système de régulation floue (contrôleur flou) se compose essentiellement :

- ❖ D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.
- ❖ Des facteurs d'échelle (k_e , k_{de} et k_{du}) qui sont des gains de normalisation et dénormalisation. Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et l'amélioration des performances dynamiques et statiques ciblées du système à régler ; de plus, les gains d'entrées (k_e , k_{de}) réduisent les grandeurs physiques d'entrées dans une plage de variation appelée univers de discours.
- ❖ D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenances, nous avons opté pour les formes triangulaire et trapézoïdale comme indiquée sur les Figure (III.3). Le choix des variables linguistiques sont représentées par :
 - Négatif grand noté **NG** ;
 - Moyen Négatif noté **NM** ;
 - Négatif petit noté **NP** ;
 - Environ de zéro noté **EZ** ;
 - Positif petit noté **PP** ;
 - Positif Moyen noté **PM** ;
 - Positif grand noté **PG**

D'un bloc de défuzzification de la variation de la commande. Les sorties du mécanisme d'inférence qui sont des variables floues doivent être reconverties en des grandeurs réelles de

sorties pour que le système puisse les utiliser. Dans cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité

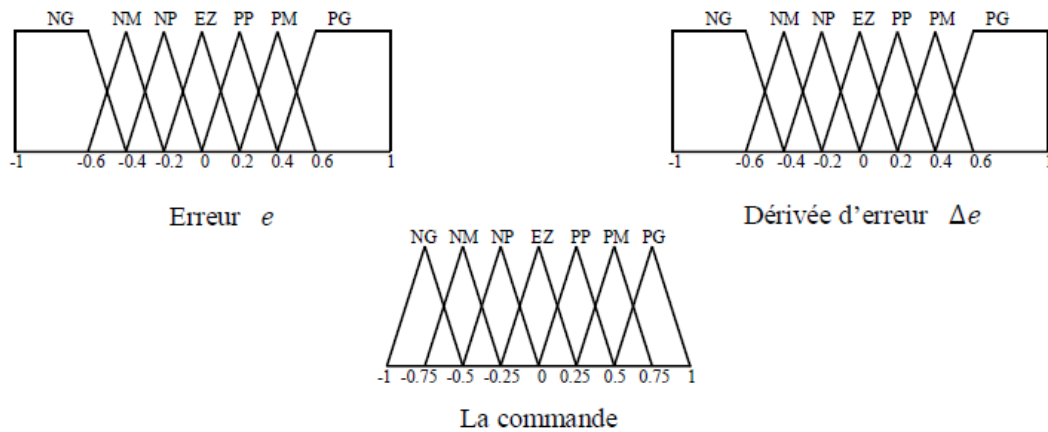


Figure III.4 : Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.

❖ Les règles d'inférences permettant de déterminer la variable de sortie pour le réglage des courants regroupés dans la table ci-dessous. La méthode d'inférence utilisée est la méthode « min-max » de Mamdani :

- Opérateur ET : formation du minimum,
- Opérateur OU : formation du maximum.
- Implication ALORS : formation du minimum,
- Agrégation : formation du maximum.

Tableau. III.1 : Table des règles de décision pour le contrôleur des puissances

La commande		Erreur						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Dérivée de l'erreur	NG	NG	NG	NG	NG	EZ	EZ	EZ
	NM	NG	NG	NM	NM	EZ	EZ	EZ
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG
	PM	EZ	EZ	EZ	PM	PM	PG	PG
	PG	EZ	EZ	EZ	PG	PG	PG	PG

III.5 Les Résultats de simulation

❖ Puissance active statorique pour les trois commandes :

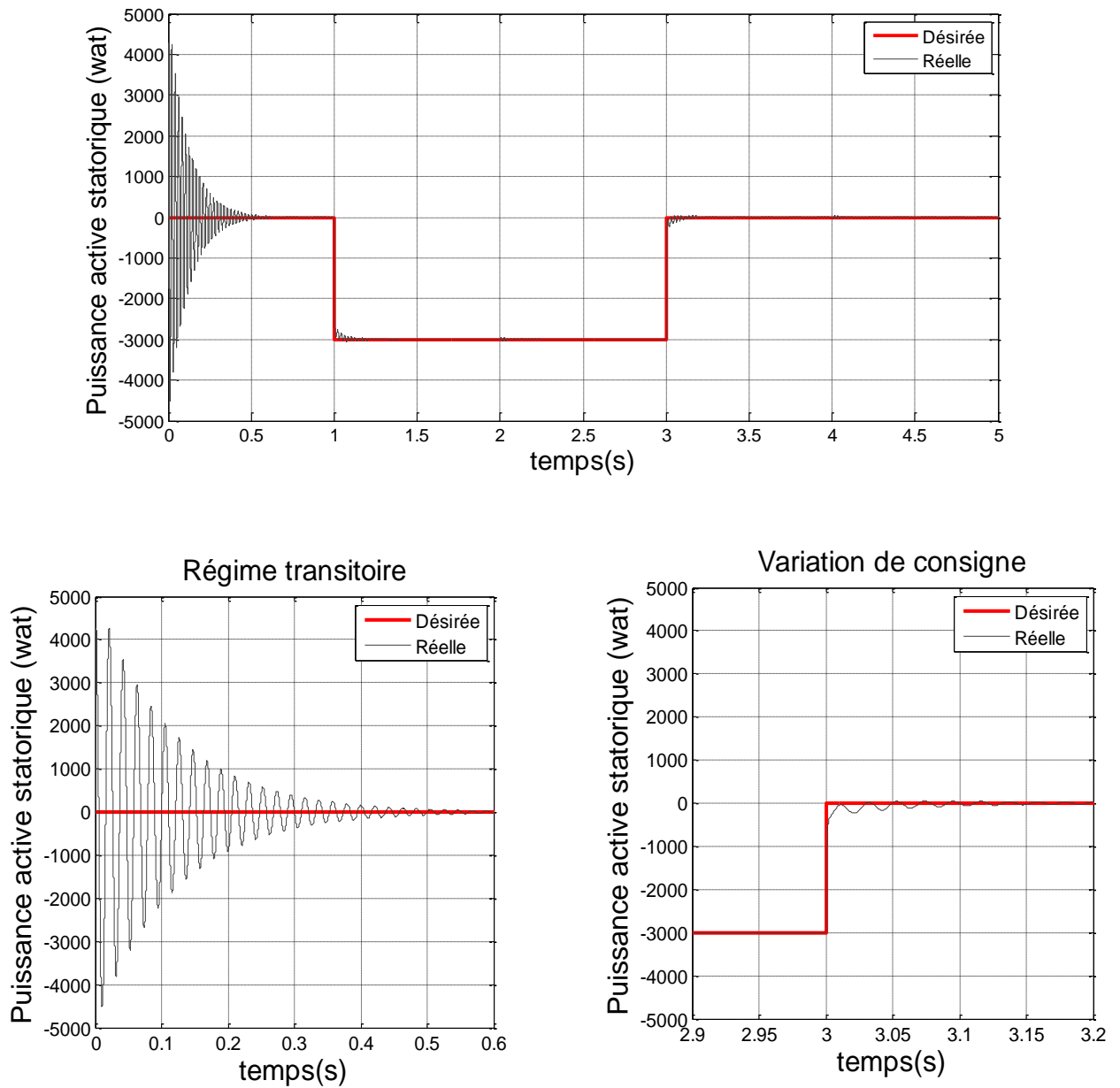


Figure III.6 : Puissance active statorique pour la commande vectoriel avec un zoom

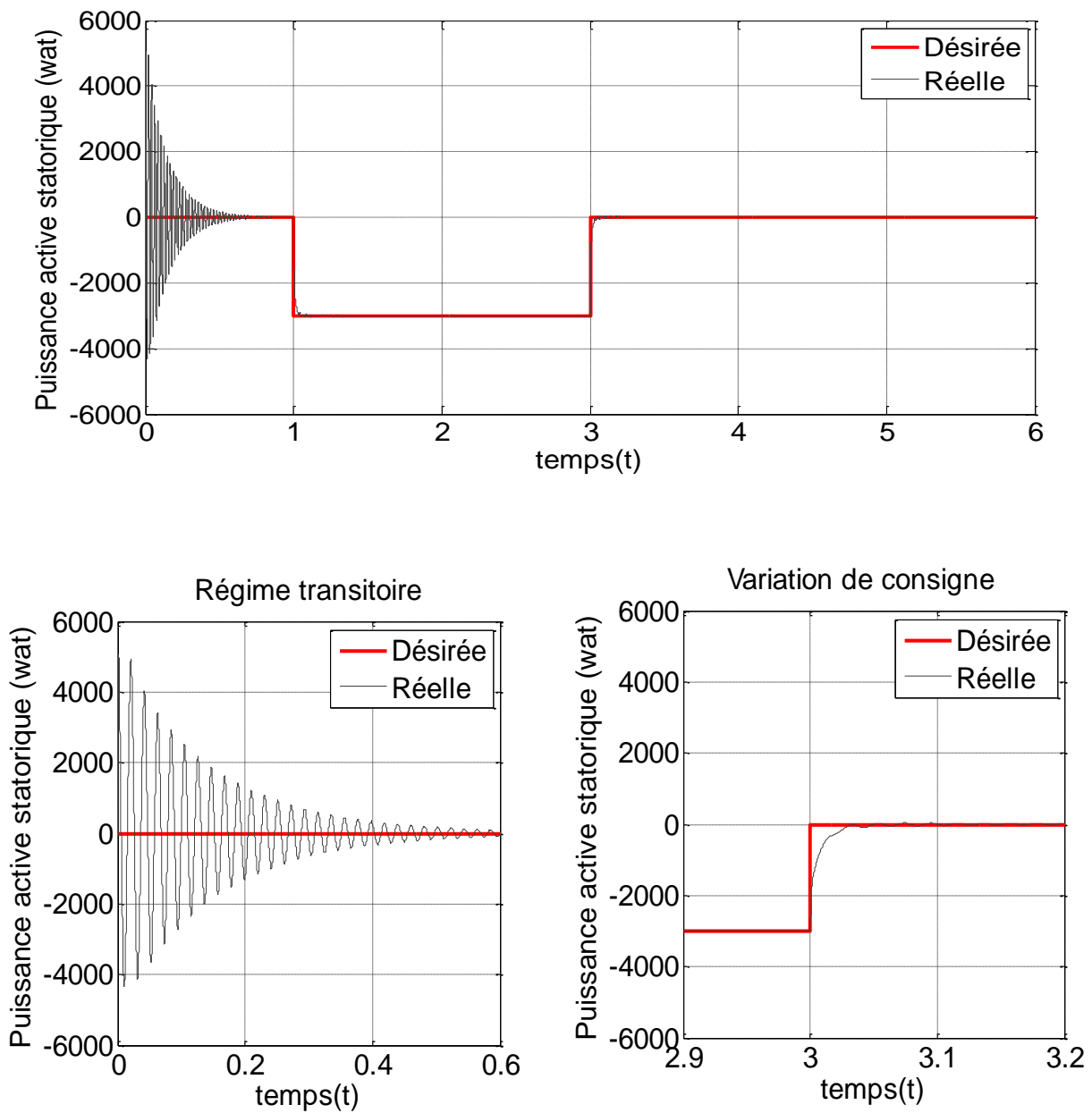


Figure III.7 : Puissance active statorique commande par logique floue avec un zoom

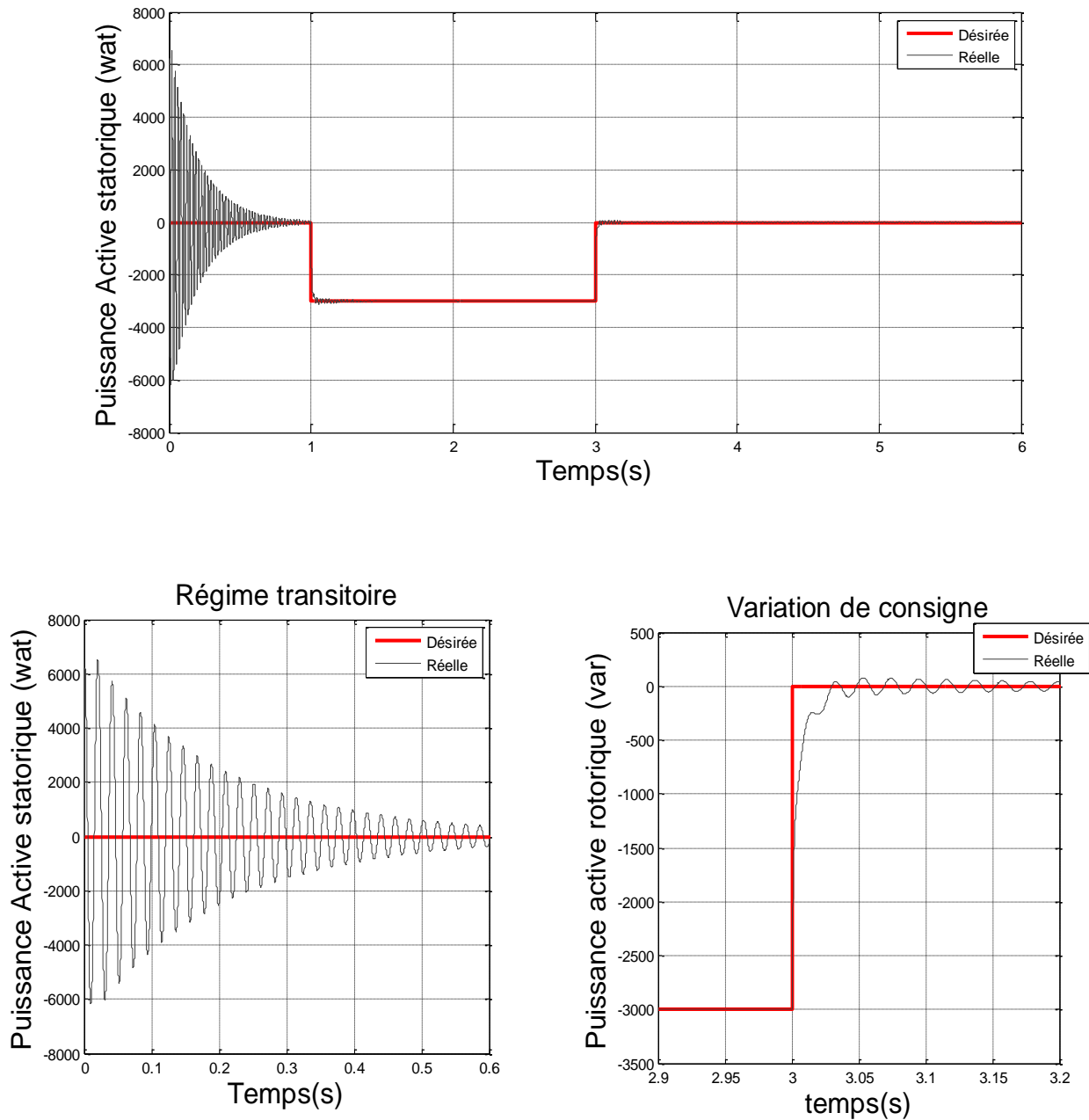


Figure III.8 : Puissance active statorique pour la commande floue adaptative avec un zoom

❖ Puissance Réactive statorique pour les trois commandes

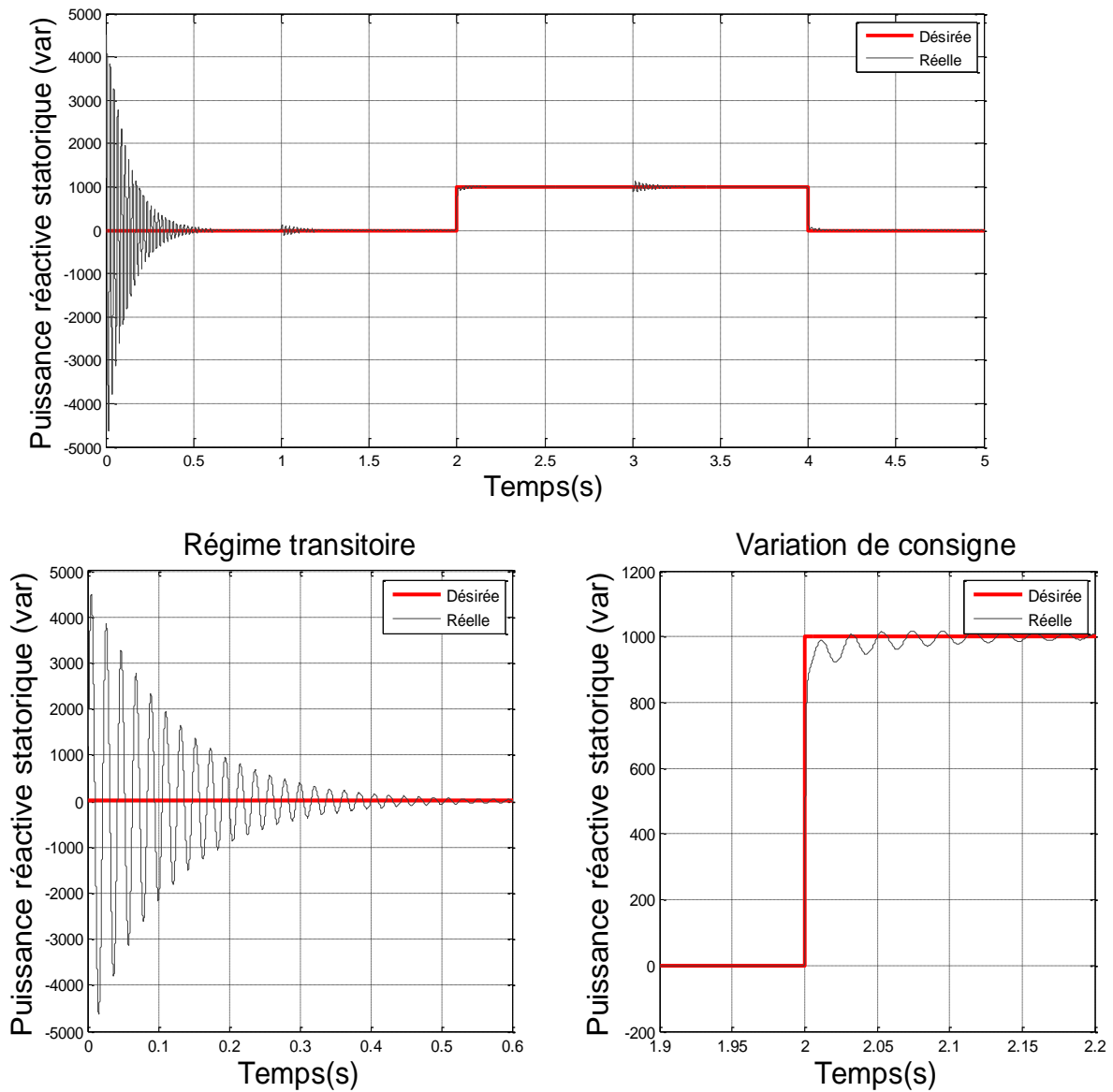


Figure III.9 : Puissance Réactive statorique pour la commandes vectoriel avec un zoom

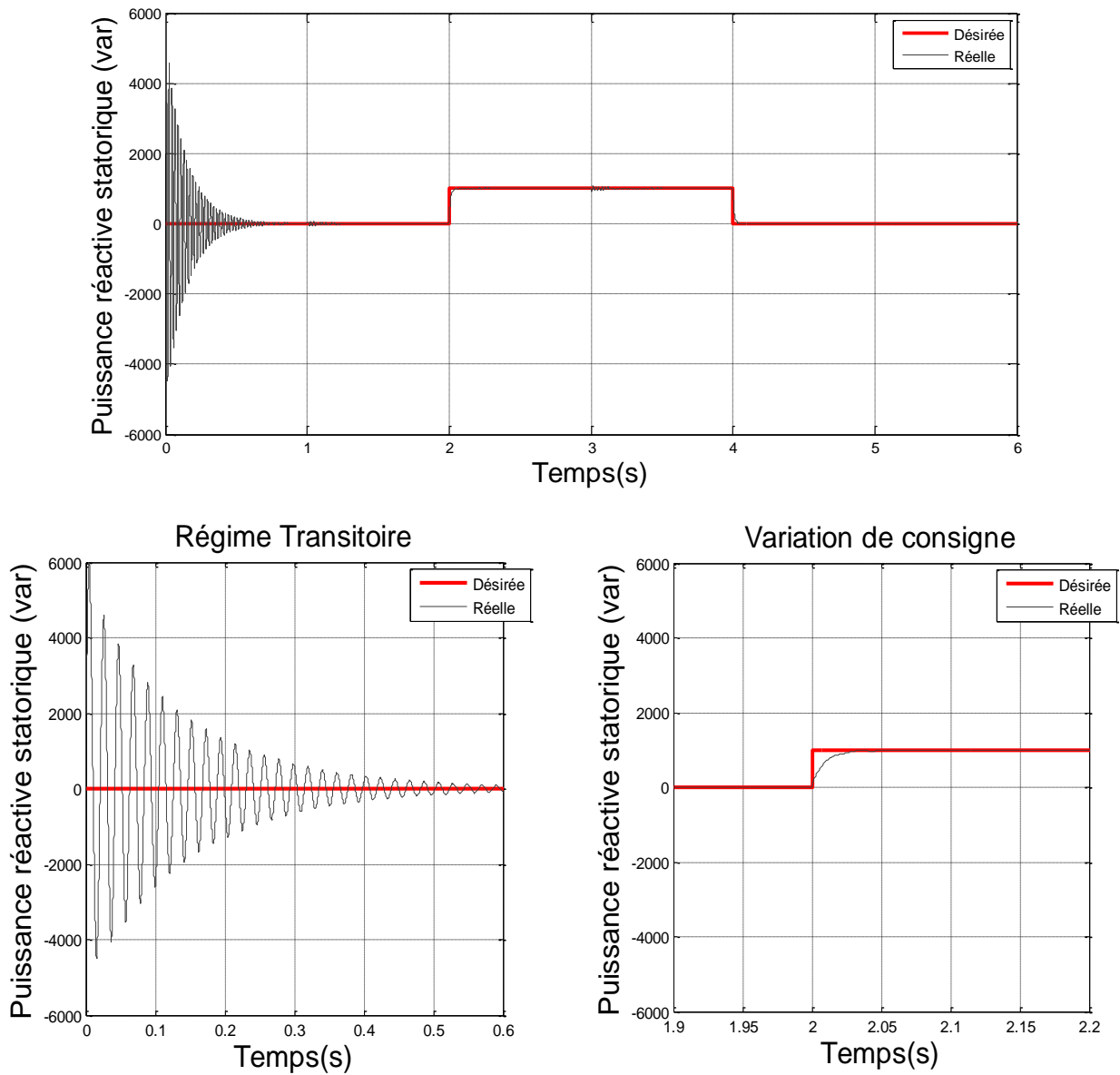


Figure III.10 : Puissance Réactive statorique commande par logique floue avec un zoom

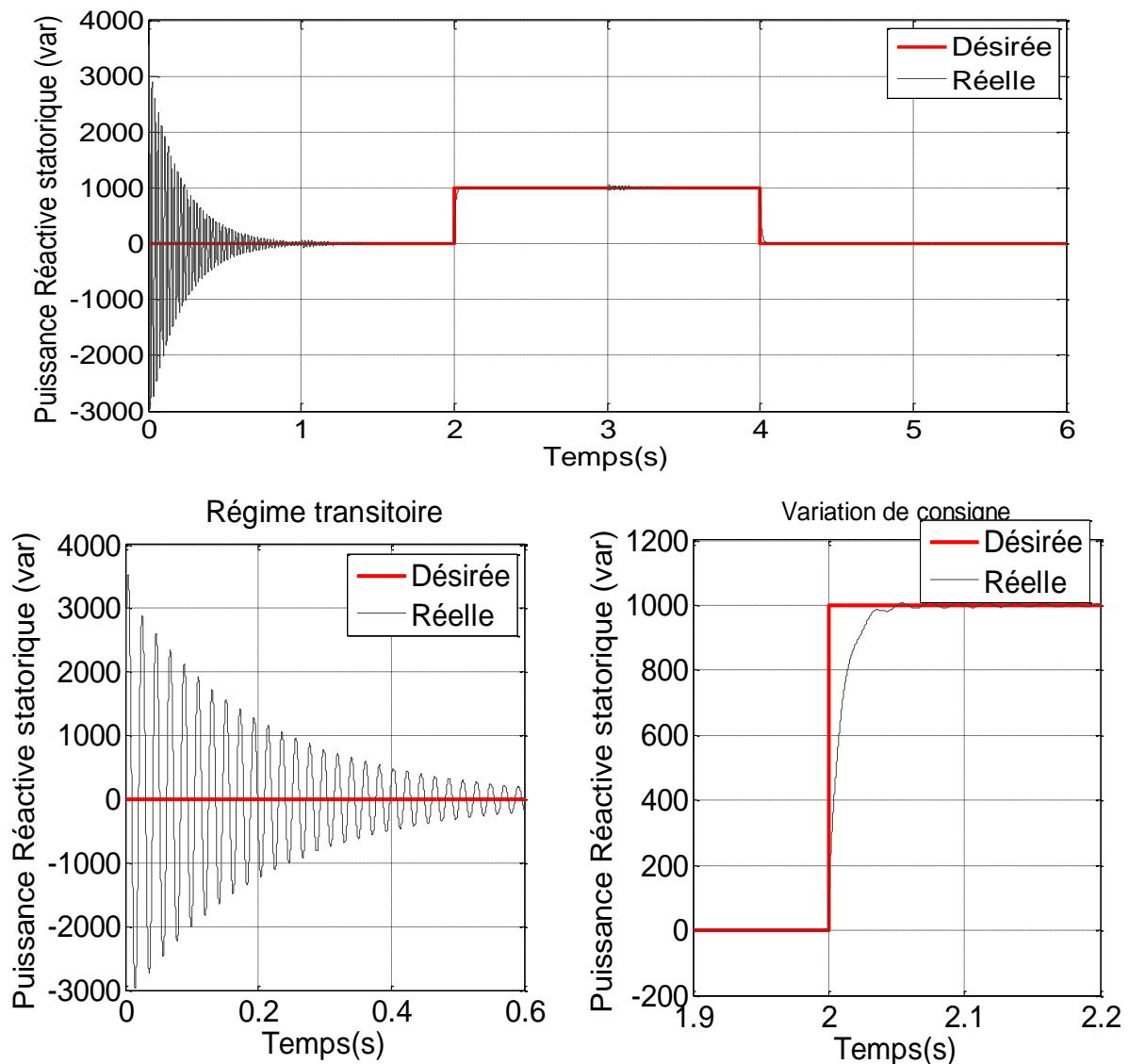


Figure III.11 : Puissance réactive statorique pour la commande floue adaptative avec un zoom

III.6 INTERPRÉTATION DES RESULTATS

Dans les figures précédentes, nous avons présenté une comparaison qualitative des résultats de simulation entre les différentes commandes proposés dans ce travail. On voit clairement l'évolution temporelle des résultats de simulation obtenus pour la variation des puissances générées avec une vitesse constante. Cela nous permet alors d'effectuer une comparaison entre les différentes commandes : vectorielle (C.V), par la logique floue (C.L.F), et commande par logique floue adaptative .L'observation des résultats de simulation montre que les puissances active et réactive suivent leurs nouvelles références dans les trois types de commandes; cependant, le temps de réponse, le dépassement et les oscillations des grandeurs

réglées, ainsi que la convergence exponentielle des erreurs pour le régime transitoire et le changement des consignes sont différents. On remarque que les meilleures valeurs de ces derniers sont les valeurs obtenues lors de l'application de commande par logique floue adaptative, qu'on peut considérer comme la commande la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, trois techniques de commande différentes pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par la MADA dans un système de production d'énergie éolienne couplé au réseau ont été établies. Ces commandes mettent en évidence le fait d'agir sur les tensions rotoriques afin d'obtenir des puissances générées aux bornes du stator de la MADA désirées.

En premier lieu, nous avons présenté l'application de la commande vectorielle sur ce système en utilisant un régulateur proportionnel intégral. Cette commande est basée sur l'orientation du flux statorique pour simplifier le modèle de la machine et découpler la régulation des puissances générées. Cette commande qui est sans boucle de puissance d'une part sa simplicité de mise en œuvre, ainsi que la possibilité du contrôle et de limitation des courants afin de protéger le bobinage rotorique de la machine.

En deuxième lieu, nous avons présenté l'application de la commande par logique floue. Nous allons appliquer cette commande non linéaire pour contrôler la qualité de l'énergie produite. Pour ce faire, on va utiliser la structure de la commande vectorielle indirecte sans boucle de puissance tout en remplaçant les régulateurs PI par des régulateurs flous.

En troisième lieu, nous avons présenté l'application de la commande par logique floue adaptative, la structure de cette commande est la même structure de la commande logique floue avec changement des régulateurs logique floue par des régulateurs logique floue adaptative. Les résultats de simulation numérique obtenus lors de l'application des trois commandes précédentes sur le système qu'il soit entraîné avec une vitesse fixe, sans convertisseur montrent l'efficacité de ces trois commandes implémentées. On remarque que les résultats obtenus par la technique du logique floue adaptative sont meilleurs et plus performants que ceux obtenus par la technique vectorielle et FL (dépassement, temps de réponse, et précision de poursuite, ...).

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le but de ce travail concerne l'étude, la modélisation et la commande d'un système de production d'énergie éolienne à base d'une machine asynchrone double alimentation. Pour cela, une modélisation de cette machine et leur alimentation a été menée. Ces modèles ont été utilisés pour l'élaboration de plusieurs techniques de commandes pour assurer un contrôle précis et continu des puissances statoriques générées tout en garantissant une stabilité, une rapidité de poursuite avec une erreur statique nul. Cela a permis d'obtenir un rendement élevé du système et une qualité de production optimale.

Dans le premier chapitre, nous avons entamé ce travail par un rappel sur machine asynchrone double alimentation (ses différents types, sa structure, ses modes de fonctionnement, leurs avantages et leurs inconvénients seront exposés et discutés. En suit la modélisation mathématique de cette machine dans le repère de Park lié au champ tournant et son alimentation rotorique (onduleur à deux niveaux) qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle des puissances générées par le stator de cette machine. Dans le deuxième chapitre, on a mené l'aspect théorique des trois techniques de commande de philosophies différentes pour contrôler indépendamment l'échange de puissances active et réactive entre le stator de la machine et le réseau dans un système éolien: l'une concerne la commande vectorielle basée sur deux régulateurs PI; la deuxième, concerne la commande par la logique floue basée sur les régulateurs flous. Dans la treizième chapitre, on a appliqué les techniques de commandes qui ont été détaillées dans le deuxième chapitre pour contrôler indépendamment l'échange des puissances statoriques produites vers le réseau, l'une est la commande vectorielle où on a exprimé les grandeurs statoriques de la MADA en fonction des grandeurs rotoriques pour assurer le pilotage de la machine par le rotor, l'autre c'est la commande par la logique floue, puis on a appliqué cette commande sur la même structure de celle de la commande vectorielle avec un remplacement des régulateurs PI par des régulateurs flous. , l'autre c'est la commande floue adaptative, la structure de cette commande est la même structure de la commande logique floue avec changement des régulateurs logique floue par de régulateurs logique floue adaptative.

Les résultats de simulation numérique obtenus lors de l'application des trois commandes précédentes sur le système qu'il soit entraîné avec une vitesse fixe, sans convertisseur montrent l'efficacité de ces trois commandes implémentées. On remarqué que les résultats obtenus par la technique du logique floue adaptatives ont meilleurs et plus performants que ceux obtenus par la technique vectorielle et logique floue (dépassement, temps de réponse, et précision de poursuite, ...).

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- ✓ [NAS 18] : LEBADI, NASSIREDDINE. CONTROLE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE DE LA MADA. 2018. Thèse de doctorat. Université Mohamed Boudiaf-M'sila.
- ✓ [KOST 79] M. Kostenkoell. Piotrovski. «Machines électriques», Eddition [1979]
- ✓ [FRA 08] B. François, "Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur", Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse, 30 Septembre 2008.
- ✓ [ROUF 11] . B. Rouf et B. Boualem, "Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation pilotée par un convertisseur matriciel appliqué dans une chaîne de production d'énergie électrique (Eolienne)", mémoire d'Ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Juin 2011.
- ✓ [HAK 11] HAKIM BENNANI, « Machine asynchrone à double alimentation Les lois de commande en régime permanent » Mémoire de Master, l'Université Laval dans le cadre du programme de maîtrise en génie électrique pour l'obtention du grade de Maître ès sciences (M.Sc.), 2011
- ✓ [MEZ 13] : MEZERZI, Imad. Contribution à la modélisation et la commande d'une éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation. 2013. Thèse de doctorat. Université Mohamed Boudiaf-M'Sila.
- ✓ [BEN 12]: BENNOUR, Cherif. Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation. 2012. Thèse de doctorat. Université Mohamed Khider–Biskra.
- ✓ [Rob.lab95]S. Guy, B. Robert, Labrique Francis, Les convertisseurs de l'électronique de puissance la conversion alternaif (volume 4). Edition tec&doc, 1995.
- ✓ [HAM 08] N. Hamdi, « Modélisation et commande des génératrices éoliennes » Mémoire de magister, université mentouri de constantine .24 /01/2008.
- ✓ [GOU 07] .S. Goudjil, « Eolienne à vitesse variable basée sur une machine asynchrone à double alimentation » mémoire d'ingénieur d'état, Université de Bejaia 2007.
- ✓ [Fré 03] P. Frédéric, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne ».Thèse de doctorat, université de nantes.19 décembre 2003
- ✓ [ROU 16] : ROUABHI, RIYADH. Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée. 2016. Thèse de doctorat. Université de Batna 2.
- ✓ [ABD 16] ABDALLAH, MANSOURI. Commande des Onduleurs Multiniveaux. 2016. Thèse de doctorat. UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF M'SILA FACULTE DE TECHNOLOGIE.
- ✓ [OUAN 20] OUANANE, Sara et NECHE, Imane. Validation pratique d'une commande linéaire d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. 2020. Thèse de doctorat. Univ M'sila.

BIBLIOGRAPHIE

- ✓ [OKBA 19] OKBAOUI Sidiali. CHAIN Moncef, " Réalisation et commande d'un onduleur triphasé à deux niveaux", Mémoire de Master, Université Amer TELIDJI - LAGHOUCAT 2019.
- ✓ [BOU 09] BOUKAROURA. Abdelkader, "Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche BondGraph", Magister en Electrotechnique, Université Ferhat Abbas- Sétif 2009.
- ✓ [HAM 08] HAMZAOUI Ihssen, « Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur » Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique 20/01/2008.
- ✓ [MEK 12] MEKHICHE Youcef , « L'optimisation de puissance des éoliennes à vitesse variable » Mémoire de Master, université de M'sila. 2011/2012.
- ✓ [ON 177] Onduleur de tension: mise en œuvre et Structures-principes-applications. Techniques d'ingénieur, Traité de génie électrique D.3176-3177.
- ✓ [ON 159] Onduleurs et harmoniques, Cahiers techniques Merlin Gerin N°159.
- ✓ [ROU 18] ROUABHI, Riyadh. Étude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation application: énergie éolienne. 2018. Thèse de doctorat.
- ✓ [GHE 13] GHEDAMSI, K., BELHOUL, Talit, et al. Etude et contrôle des aérogénérateurs à base des machines asynchrones double alimentées connectées à un réseau électrique autonome. 2013. Thèse de doctorat. Université de Bejaia.
- ✓ [ROU 15] ROUABHI, Riyadh, ABDESSEMED, Rachid, CHOUDER, Aissa, et al. Hybrid backstepping control of a doubly fed wind energy induction generator. The Mediterranean Journal of Measurement and Control, 2015, vol. 11, no 1, p. 367-376.
- ✓ [ROU 15A] ROUABHI, Riyadh, ABDESSEMED, Rachid, CHOUDER, Aissa, et al. Power quality enhancement of grid connected doubly-fed induction generator using sliding mode control. International Review of Electrical Engineering, 2015, vol. 10, no 2, p. 266-276.
- ✓ [BEL 19] O. Belounis « cours énergie renouvelable 2019 faculté de technologie université de M'sila spécialité électromécanique master 2 »
- ✓ [DOU 12] K. Belmokhtar, M.L. Doumbia, K. Agbossou, « Novel fuzzy logic based sensorless maximum power point tracking strategy for wind turbine systems driven DFIG (doubly fed induction generator) ». Energy, Vol. 76, 2012, pp. 679-693.
- ✓ [ABD 27] Abdullah Asuhaimi B. Mohd Zin, Mahmoud Pesaran H.A, Azhar B, Khairuddin, Leila Jahanshaloo, Omid Shariati, « An overview on doubly fed induction generators' controls and contributions to wind based electricity generation ». Renewable and Sustainable Energy Reviews, 27(20), pp. 692–708
- ✓ [HTT OR] [Http: //www.ewea.org](http://www.ewea.org). Wind Energy. European Wind Energy Association
- ✓ [ABID 08] H. Abid, M. Chtourou, A. Toumi « Commande adaptative directe avec modèle de référence à base de modèle flou » La cinquième Conférence Internationale d'Electrotechnique et d'Automatique, 02-04 Mai 2008, Hammamet, Tunisie
- ✓ [GRE 97].. G. Grellet, G. Clerc, Actionneurs Electriques, Principe – Modèles – Commande, Collection Electrotechnique, Éditions Eyrolles, Paris, 1997
- ✓ [LOU 13] M. Loucif, A. Boumediene and A. Mechernene, « Backstepping Control of Double Fed Induction Generator Driven by Wind Turbine ». Proceedings of the 3rd

BIBLIOGRAPHIE

- International Conference on Systems and Control, Algiers, Algeria, October 29-31, 2013 IEEE
- ✓ [PENG 10] Le-peng Song, Hui Li, « Simulation for Strategy of Maximal Wind Energy Capture of Doubly Fed Induction Generators ». 2010 Sixth International Conference on Natural Computation (ICNC 2010) IEEE.
 - ✓ [JAD 13] H.T. Jadhav, Ranjit Roy, « A comprehensive review on the grid integration of doubly fed induction generator ». Int J Electr Power Energy Syst, Vol. 49, No. 1, July 2013, pp. 8–18.
 - ✓ [ROU 16] ROUABHI, R. (2016). Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée (Doctoral dissertation, Université de Batna 2)
 - ✓ [PAS 98] K. M. PASSINO, S. YURKOVICH, “Fuzzy Control”. Addison-Wesley, The Ohio State University. 1998.
 - ✓ [LEE 90] C.C.LEE, “Fuzzy Logic in Control Systems: Logic Controller. Part II”. IEEE Trans. Syst. Man; Cybern; Vol. 20, No.2, PP.404-435, March/April 1990.
 - ✓ [BOU 15] A. Bouguerra, « Commande Tolérante Aux Défauts D'un Appareil A Vol Vertical ». Thèse Doctorat, Université De M'sila 2015.
 - ✓ [CHIK 13] T.Chikouche, « Commande robuste d'un machine asynchrone à double alimentations sans capteur mécanique » Thèse De Doctorat, Université De Sidi Bel Abbes, Algérie, 2013.
 - ✓ [TAL 14] N.Talbi, « Conception Des Systèmes D'inférence Floue Par Des Approches Hybrides: Application Pour La Commande Et La Modélisation Des Systèmes Non Linéaires ». Thèse De Doctorat, Université De Constantine 2014.
 - ✓ [CHA 10] A.Chaiba, « Commande De La Machine Asynchrone A Double Alimentation Par Des Techniques De L'intelligence Artificielle »; Thèse De Doctorat En Electrotechnique, Université De Batna, Algérie, Juillet 2010.
 - ✓ [BAG 99] L Baghli, « Contribution A La Commande De La Machine Asynchrone, Utilisation De La Logique Floue, Des Réseaux De Neurones Et Des Algorithmes Génétiques », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, Nancy, 1999.
 - ✓ [LAT 12] M. T. Latreche, “Commande floue de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) utilisée dans un système éolien,” Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Setif, Jun. 2012
 - ✓ [OUAK 09] H. Ouakka, “Contribution à l'Identification et la Commande Floue d'une Classe de Systèmes Non Linéaires ”, Université Sidi Mohamed Ben Abdullah. Le 27/06/2009.
 - ✓ [RUB 00] A. RUBAAI, D. RICKETTS, M. D. KANKAM, “Experimental Evaluation of a Fuzzy Logic-Based Controller for High Performance Brushless DC Motor Drives”, IEEE Transactions On Industry Applications. 2000.
 - ✓ [ECO 1] H. REZZINE, “Introduction à la Logique Floue & à la Commande Floue”, Cours A Ing Contrôle des Systèmes. Ecole Militaire Polytechnique (EMP), Alger (Algérie).
 - ✓ [MAM 77] E. Mamdani, “Application of fuzzy logic to approximate reasoning using linguistic systems”, Fuzzy Sets and Systems, vol.26, 1977, pp.1182-1191.
 - ✓ [ZED 65] L. A. Zadeh, “Fuzzy sets,” Information and Control 8., pp. 338–353, 1965.

BIBLIOGRAPHIE

- ✓ [BAR 93] J. P. Barrat, M. Barrat, Y. L'écluse, "Application de la logique floue : commande de la température d'un four," Techniques de l'Ingénieur, traité Informatique Industrielle R 7 428., pp. 1–11, 1993.
- ✓ [FISH 99] K. Fischle, D. Schröder, "An improved stable adaptive fuzzy control methode," IEEE Trans on Fuzzy Syst., vol. 7, no. 1, pp. 27–40, Febr 1999.
- ✓ [FEN 02] G. Feng, G. P. Lu, D. Sun, S. S. Zhou, "A model reference adaptive control algorithm for fuzzy dynamic systems," in IEEE. Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation., pp. 3242–3246, Shanghai, P. R. China, June 10–14 2002.
- ✓ [TAK 85] T. Takagi, M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control," IEEE Transactions on systems Man and Cybernetics., vol. 15, no. 1, pp 116–132, 1985.
- ✓ [YAN 05] Y. Yang, C. Zhou, "Robust adaptive fuzzy control for permanent magnet synchron ous servomotor drives," International Journal of Intelligent Systems., vol. 20, pp. 153– 171, 2005.
- ✓ [ZEL 01] M. Zelmat, Automatisation des processus industriels tome 2 commande modale et adaptative, Presses Office des Publications Universitaires, 2001.
- ✓ [NAC 98] F. Naceri, N. Lakhdari, S. Sellami, Théorie de la commande adaptative, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1998.
- ✓ [MEI 87] A. Meister, Commande hiérarchisée adaptative de processus complexe non stationnaires appliquée à un four à ciment, Thèse de doctorat de l'école Polytechnique Fédérale de Lausanne., 1987
- ✓ [DOU08] S. Doudou, "Approche floue pour la commande des systèmes non linéaires non affines", Mémoire de Magistère, université de Sétif, 2008

ANNEXE

ANNEXE A

Les paramètres de la machine à induction double alimentée:

Valeurs nominale :

Puissance nominale : $P_n=4KW$.

Tension nominale : $v/U = 220/380V - 50Hz$.

Courant nominale: $i/I = 15/8.6$.

La vitesse nominale : $\Omega n = 1440 \text{ tr/min}$.

Nombre de paires de pôles : $P = 2$.

Paramètre :

Résistance stator: $R_s = 1.2\Omega$.

Résistance rotor : $R_r = 1.8 \Omega$.

Inductance stator : $L_s = 0.1554H$.

Inductance rotor: $L_r = 0.1568H$.

Inductance mutuelle: $M = 0.15H$.

Constantes mécaniques :

Moment d'inertie: $J = 0.2 \text{ Kg. m}^2$.

Coefficient de frottement: $f = 0.001N. \text{ m. s/rd}$.

ANNEXE B

Dimensionnement du régulateur PI

La figure (AN-1) montre un système en boucle fermée corrigé par un régulateur PI.

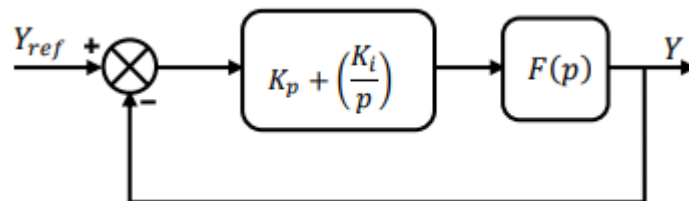


Figure AN-1 : Schéma bloc d'un système réglé par un PI

ANNEXE

La forme du correcteur est la suivante :

Avec K_p : est le gain proportionnel du régulateur ; $k_p + \left(\frac{k_i}{p}\right)$

K_i : est le gain intégral du régulateur ;

Si on considère la fonction du transfert suivante :

$$k(p) = \left(\frac{k}{1+\tau p}\right)$$

En boucle ouvert on aura la fonction de transfert suivante :

$$F_{BO}(p) = \left(\frac{K_p + \left(\frac{K_i}{p}\right)}{1 + \tau p}\right) = \left(\frac{k(k_p p) + k_i}{p \cdot (1 + \tau p)}\right) = k k_i \frac{1 + \left(\frac{k_p \cdot p}{k_i}\right)}{p \cdot (1 + \tau p)}$$

On prend $\tau = \frac{k_p}{k_i}$

Alors $F_{BO}(p) = \frac{k_i \cdot k}{p}$

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit comme suit :

$$F_{BO}(p) = \left(\frac{k_i \cdot k}{k_i \cdot k + p}\right) = \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{k_i \cdot k} p}\right)$$

Pour attendre 95% de la consigne, le temps de repense t_r du système bouclé vaut : $t_r = 3 \cdot \frac{1}{k_i \cdot k}$

or $k_i = \frac{k_p}{\tau}$ $t_r = 3 \cdot \frac{1}{k_p \cdot k}$

$$\text{D'où } \begin{cases} k_p = 3 \cdot \frac{\tau}{t_r \cdot k} \\ k_i = \frac{3}{t_r \cdot k} \end{cases}$$

Résumé

Le travail réalisé dans ce mémoire concerne l'étude et la commande du système éolien à base d'une machine asynchrone à double alimentation entraînée par une vitesse constante, et pilotée à travers les variables rotoriques par un onduleur deux niveaux. Dans la première partie on a présenté l'état de l'art de la machine (les types des génératrices, les configurations les plus utilisés, etc...), en suite nous avons modélisé de cette machine et sa convertisseur. Dans la troisième partie, on a présenté et développé les commandes nécessaires pour contrôler les puissances active et réactive produites par ce système. Les résultats de simulation obtenus ont permis l'évaluation des performances à travers l'application de ces commandes sur la meilleure architecture de la chaîne utilisée pour obtenir un rendement élevé et une qualité de production optimale dans ce domaine.

Mots clés:

Energie éolienne - MADA – Onduleur deux niveaux - Modélisation - Commande –Vectorielle
- Logique floue – floue adaptatif

ملخص

يتعلق العمل المنفذ في هذه الأطروحة بدراسة نظام طاقة الرياح والتحكم فيه على أساس آلة غير متزامنة مزودة بمصدر طاقة مزدوج مدفوعة بسرعة ثابتة ، ويتم التحكم فيها من خلال متغيرات الدوار بواسطة عاكس ثنائي المستوى. في الجزء قدمنا أحدث ما توصلت إليه الآلة (أنواع المولدات ، التكوينات الأكثر استخدامًا ، وما إلى ذلك) ، ثم قمنا بنمذجة هذه الآلة ومحولها. في الجزء الثالث ، قدمنا وطورنا الأوامر اللازمة للتحكم في القوى النشطة والتفاعلية التي ينتجها هذا النظام. تم استخدام نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها لتقييم الأداء من خلال تطبيق هذه الأوامر على أفضل بنية سلسلة مستخدمة للحصول على كفاءة عالية وجودة إنتاج مثالية في هذا المجال.

الكلمات المفتاحية

منطق غامض , شعاعي, تحكم, موج ثنائي المستوى, نمذجة, آلة لا متزامنة مزدوجة التغذية , التحكم الكيفي الغامض