

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

BADJI MOKHTAR ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA



جامعة باجي مختار عنابة
Année 2017

Faculté des sciences de l'ingénierat
Département d'électrotechnique

THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en Sciences

**Gestion optimale d'une MADA
associée à une éolienne**

**Option
Commande électrique**

**Par
BELOUNIS Ouassila**

DIRECTEUR DE THESE: LABAR Hocine Pr UBM Annaba

Devant Le Jury

PRESIDENT :	OMEIRI Amar	Pr	UBM Annaba
EXAMINATEURS:	KELAIAIA Mounia Samira	MCA	UBM Annaba
	KESSAL Abdelhalim	MCA	U B. Bouarréridj
	GHEMARI Zine	MCA	U M'sila
	ZEGHLACHE Samir	MCA	U M'sila

Résumés Ar - An - Fr

كلمات مفتاحية

- ناعورة هوائية،
- ماكنة لا تزامنية ثنائية التغذية،
- تعقب النقطة القصوى للطاقة،
- موج ثلاثي الطور بتطبيق إستراتيجية تعديل عرض النبضات،
- مقوم ثلاثي الطور بتطبيق إستراتيجية تعديل عرض النبضات ،
- التحكم الانزلاقي،
- التحكم الانزلاقي الغامض.

ملخص

تتعرض الأطروحة المقدمة لدراسة نظام توليد الطاقة الكهربائية عن طريق طاقة الرياح باستخدام مولدة لا تزامنية مزدوجة التغذية مقتادة بواسطة ناعورة هوائية. فكان الهدف الأول دراسة الحالة الفنية لكل من الناعورة الهوائية ومختلف أنواع المولدات المستعملة، من اجل ذلك قمنا بإنشاء نموذج رياضي لكل المكونات. وبهدف توليد اكبر قدر ممكن من الطاقة، قمنا باستعمال تقنية التحكم الشعاعي التي تتيح لنا التحكم في الطاقة التفاعلية و الردية. لتحقيق هذا التحكم، قمنا بالربط القاعدي للماكنة اللامتزامنة مزدوجة التغذية بمحول ثلاثي الطور متناوب- متناوب " مقوم- موج " ثنائي المستوى بتطبيق إستراتيجية تعديل عرض النبضات و استخدمنا عدة أنواع من المنظمات (الانزلاقي , الانزلاقي الغامض) كما حللنا و قارنا اداءات هذه المنظمات المستعملة في النظام المذكور سالفًا، نتائج التمثيل المحصل عليها سمحت بتقييم تطبيق الماكنة اللامتزامنة مزدوجة التغذية في مجال الطاقة الهوائية.

Key Words

- Wind Turbine;
- Doubly-Fed Induction Generator (DFIG);
- Maximum Power Point Tracking (MPPT);
- Inverter PWM ;
- Rectifier PWM ;
- Sliding Mode Control (SMC);
- Fuzzy Sliding Mode Control (FSMC).

Abstract

Wind turbine based on Doubly-Fed Induction Generator (DFIG) is gaining in the growing wind market. This work describes a design method for the control of doubly-fed induction generator (DFIG) based on fuzzy sliding mode control (FSMC), based on the coupling of the fuzzy logic control and sliding mode control. To ensure this requirement a detailed decoupled modeling of DFIG is presented.

The main goal achieved by the control strategy is to control the amount of active and reactive power produced by the doubly fed induction generator and injected in the main grid according to the power references derived from turbine's mechanical power and the grid operator. The results of simulation are conducted to validate the theory and indicate that the control performance of the DFIG is satisfactory.

Mots clés

- Turbine Eolienne ;
- Génératrice Asynchrone à Double Alimentation (GADA) ;
- La poursuite du point de puissance optimal ;
- Onduleur MLI ;
- Redresseur MLI ;
- Réglage par mode glissant;
- Réglage par mode glissant flou.

Résumé

Ces dernières années, il y a eu une évolution de la production d'électricité basée sur l'énergie éolienne. Ce type d'énergie est l'objet de cette étude, un modèle de la turbine éolienne a été établi, puis de la génératrice asynchrone à rotor bobiné à double alimentation (GADA), où le stator est alimenté par un réseau fixe alors que le rotor est alimenté à travers un convertisseur AC/DC-DC/AC (Onduleur triphasé MLI - Redresseur MLI). La stratégie de commande développée est basée sur un contrôle vectoriel avec une orientation du flux statorique. Le modèle de la GADA a été intégré dans un système éolien, ou un algorithme de maximisation de la puissance (MPPT) captée du vent a été mis en œuvre. Le fonctionnement de l'éolienne en fonction de la vitesse du vent a été illustré et la puissance est effectivement maximisée. Nous avons introduit des améliorations sur les techniques de commande de cette machine telle que le contrôle hybride par mode glissant flou des puissances actives et réactives de cette machine.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A la mémoire de mon cher oncle;

A mes très chers parents qui m'ont soutenu durant toute la durée de mes études. Sans eux, je ne serais pas celle que je suis aujourd'hui ;

A mon cher mari «Mohamed » ;

A mes très chères petites filles « Soundous » et « Tasnime » ;

A mes chères sœurs et mon cher frère ;

A mes abordables neveux et nièces ;

A tous ceux qui ont sacrifié leur temps pour la science et à tous ceux qui utilisent la science pour le bien et la prospérité de l'humanité.

BELOUNIS Ouassila

Remerciements

Mes remerciements vont tout premièrement au bon **DIEU** le tout puissant, de m'avoir donné la force, la patience, le courage et la volonté de parvenir à finir ce modeste travail dans des meilleures circonstances et en bon état.

J'adresse tout d'abord ma profonde reconnaissance à Monsieur **LABAR Hocine** Professeur à l'Université de Badji Mokhtar d'Annaba pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de rapporter cette thèse, et pour ses conseils et encouragements réguliers, ses qualités scientifiques et humaines ont toujours été une source de motivation.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur **OMEIRI Amar** Professeur à l'Université de Badji Mokhtar d'Annaba, pour m'avoir honoré avec sa présence en acceptant de présider le jury de soutenance de cette thèse. Qu'il soit assuré de ma profonde reconnaissance.

Mes vifs remerciements vont également à Madame **KELAIAIA Mounia Samira** Maître de Conférences à l'Université de Badji Mokhtar d'Annaba d'avoir accepté d'examiner ce travail et de faire partie de ce jury.

Je tiens à exprimer mon profond respect à Monsieur **KESSAL Abdelhalim** Maître de conférences à l'Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi de Bordj Bouarréridj, qui m'a fait l'honneur de participer au jury de ma thèse.

Je remercie chaleureusement Monsieur **GHEMARI Zine**, Maître de Conférences à l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, d'avoir accepté d'examiner ce travail et de faire partie de ce jury. Je le remercie pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail.

Je tiens à remercier Monsieur **ZEGHLACHE Samir** Maître de Conférences à l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila d'avoir accepté d'être membre de mon jury et pour l'intérêt qu'il porte à l'égard de ce travail.

Je remercie toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail particulièrement Monsieur **A. BOUGUERRA** Maître de Conférences à l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila. Mes vives salutations.

**Ce que j'entends, j'oublie; ce que je vois, je me souviens; ce que je le fais,
je comprends.**

BELOUNIS Ouassila

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau (I.1)	L'échelle de beaufort.....	08
Tableau (I.2)	Avantages et inconvénients des éoliennes.....	14
Tableau (I.3)	Avantages et inconvénients des éoliennes à vitesse fixe et à vitesse variable....	23
Tableau (I.4)	Avantages et inconvénients de la MADA.....	32

Chapitre III

Tableau (III.1)	Table des règles du contrôleur flou.....	105
Tableau (III.2)	Comparaison entre les commandes proposées.....	109

Annexes

Tableau (A.1)	Paramètres de la MADA.....	112
Tableau (A.2)	Paramètres de la turbine éolienne.....	112

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I

Figure (I.1)	Ensemble Anémomètre-Girouette.....	05
Figure (I.2)	Manche à air d'aérodrome.....	05
Figure (I.3)	Atlas de la vitesse moyenne annuelle du vent de l'Algérie estimée à 10 m du sol.....	06
Figure (I.4)	Atlas vent saisonniers de la vitesse moyenne annuelle à 10 m du sol ((a) Eté, (b) Printemps).....	07
Figure (I.5)	Atlas saisonniers de la vitesse moyenne annuelle à 10 m du sol ((a) Hiver , (b) Automne).....	08
Figure (I.6)	Principe de conversion de l'énergie éolienne.....	09
Figure (I.7)	Principaux composants de l'éolienne à axe horizontal.....	10
Figure (I.8)	Éoliennes à axe horizontal.....	12
Figure (I.9)	Configuration à axe horizontal.....	13
Figure (I.10)	Éoliennes à axe vertical.....	13
Figure (I.11)	Eolienne fonctionne en mode autonome.....	15
Figure (I.12)	Aérogénérateur à génératrice asynchrone à cage.....	17
Figure (I.13)	Schéma de la connexion au réseau de l'éolienne avec la machine asynchrone à double stator.....	18
Figure (I.14)	Eolienne à MAS pilotée au stator.....	19
Figure (I.15)	Eolienne à MADA pilotée au rotor.....	20
Figure (I.16)	MADA avec contrôle du glissement par L'énergie dissipée.....	20
Figure (I.17)	MADA structure Kramer.....	21
Figure (I.18)	Structure de scherbius avec cycloconvertisseur.....	21
Figure (I.19)	Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.....	22
Figure (I.20)	Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.....	24
Figure (I.21)	Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.....	25
Figure (I.22)	Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.....	25
Figure (I.23)	Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.....	26
Figure (I.24)	Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.....	26
Figure (I.25)	Schéma de principe de la MADA simple.....	27
Figure (I.26)	Schéma de principe de MADA en cascade.....	28

Figure (I.27)	Schéma de principe de la MADA sans balais.....	28
Figure (I.28)	Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur.....	29
Figure (I.29)	Schéma de la MADA dont le rotor alimenté par un cycloconvertisseur.....	30
Figure (I.30)	Schéma synoptique pour l'alimentation par deux onduleurs.....	30

Chapitre II

Figure (II.1)	Système de conversion éolienne à base de la MADA.....	35
Figure (II.2)	Tube de courant d'air autour d'une éolienne.....	35
Figure (II.3)	Evolution du coefficient de puissance de l'éolienne	36
Figure (II.4)	Schéma de la turbine éolienne.....	36
Figure (II.5)	Evolution du coefficient de puissance de l'éolienne.....	37
Figure (II.6)	Modèle de la turbine éolienne.....	38
Figure (II.7)	Modèle mécanique de la turbine éolienne.....	38
Figure (II.8)	Schéma bloc du modèle du convertisseur éolien.....	39
Figure (II.9)	Orientation des pales.....	39
Figure (II.10)	Boucle de régulation de l'angle de calage des pales.....	39
Figure (II.11)	Caractéristique idéale puissance-vitesse d'une éolienne.....	40
Figure (II.12)	Commande indirect de vitesse (Zone II).....	42
Figure (II.13)	Profil du vent.....	42
Figure (II.14)	La vitesse spécifique et le coefficient de puissance.....	43
Figure (II.15)	La vitesse mécanique.....	43
Figure (II.16)	La puissance de la turbine.....	43
Figure (II.17)	Représentation simplifiée de la MADA.....	44
Figure (II.18)	Le couple électromagnétique et la vitesse mécanique du MADA.....	47
Figure (II.19)	Les composantes du courant statoriques du MADA.....	48
Figure (II.20)	Les composantes du courant rotoriques du MADA.....	48
Figure (II.21)	Les composantes du flux statoriques du MADA.....	48
Figure (II.22)	Les composantes du flux rotoriques du MADA.....	48
Figure (II.23)	La puissance active et réactive statoriques du MADA.....	49
Figure (II.24)	Les courants statoriques et rotoriques triphasés (a,b,c) du MADA.....	49
Figure (II.25)	Les courants statoriques triphasés avec zoom.....	50
Figure (II.26)	Les courants rotoriques triphasés avec zoom.....	50
Figure (II.27)	Les composantes du courant statorique de la GADA (d-q).....	50
Figure (II.28)	Les composantes du courant rotorique de la GADA (d-q).....	51

Figure (II.29)	Les composantes du flux statorique de la GADA (d-q).....	51
Figure (II.30)	Les composantes du flux rotorique de la GADA (d-q).....	51
Figure (II.31)	Les puissances active et réactive statoriques de la GADA.....	51
Figure (II.32)	Les puissances active et réactive rotoriques de la GADA.....	52
Figure (II.33)	Couple électromagnétique.....	52
Figure (II.34)	Analogie entre MCC à excitation séparée et MADA.....	53
Figure (II.35)	Vecteurs courant et flux dans le système d'axe choisi.....	54
Figure (II.36)	Bloc de contrôle à flux orienté.....	56
Figure (II.37)	Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances.....	57
Figure (II.38)	Schéma de la régulation des courants rotoriques et des puissances statoriques....	58
Figure (II.39)	Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée.....	59
Figure (II.40)	La puissance active et réactive statorique et leurs références (sans turbine).....	59
Figure (II.41)	Les composantes du courant rotorique et leurs références.....	60
Figure (II.42)	Les courants direct et quadrature statoriques.....	60
Figure (II.43)	Le flux statorique selon l'axe d et q.....	60
Figure (II.44)	Couple électromagnétique.....	60
Figure (II.45)	La puissance active et réactive statoriques et leurs références.....	61
Figure (II.46)	Les composantes du courant rotorique et leurs références.....	61
Figure (II.47)	Les courants statoriques et rotoriques.....	61
Figure (II.48)	Le couple électromagnétique.....	62
Figure (II.49)	Onduleur triphasé (de tension).....	63
Figure (II.50)	Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	64
Figure (II.51)	Interrupteur bidirectionnel de paire transistor-diode.....	64
Figure (II.52)	Schéma synoptique de la commande MLI.....	66
Figure (II.53)	Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangulaire.....	66
Figure (II.54)	Structure du redresseur MLI.....	67
Figure (II.55)	Schéma fonctionnel du redresseur à MLI.....	69
Figure (II.56)	Schéma bloc de la commande en cascade du redresseur à MLI.....	71
Figure (II.57)	Bloc de régulation des courants avec compensation de la tension réseau.....	71
Figure (II.58)	Boucles de régulation équivalentes des courants et de la tension.....	71
Figure (II.59)	La puissance active et réactive statoriques avec leurs références.....	72
Figure (II.60)	Les deux composantes du courant rotorique avec leurs références.....	72
Figure (II.61)	Le flux statorique selon l'axe d et q.....	72
Figure (II.62)	Le courant statorique.....	72
Figure (II.63)	Le courant rotorique.....	72

Figure (II.64) Le couple électromagnétique.....	73
Figure (II.65) Tension du bus continu.....	73

Chapitre III

Figure (III.1) Modes de fonctionnement dans le plan de phase.....	77
Figure (III.2) Glissement idéal.....	78
Figure (III.3) Glissement réel.....	78
Figure (III.4) Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande	78
Figure (III.5) Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.....	79
Figure (III.6) Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	79
Figure (III.7) Démonstration du mode de glissement.....	80
Figure (III.8) Convergence de la trajectoire vers la surface S	81
Figure (III.9) Commande équivalente.....	83
Figure (III.10) Fonction <i>sign</i> (Commande de type relais).....	85
Figure (III.11) Fonction saturation avec un seuil et deux seuils (zone morte).....	85
Figure (III.12) Fonction « <i>smooth</i> ».....	86
Figure (III.13) Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant.....	90
Figure (III.14) Les puissances active et réactive statoriques avec leurs références.....	90
Figure (III.15) Les deux composantes du courant rotorique avec leurs références.....	91
Figure (III.16) Les courants statoriques et rotoriques avec zoom.....	91
Figure (III.17) Le couple électromagnétique.....	91
Figure (III.18) Les puissances active et réactive statoriques avec leurs références.....	92
Figure (III.19) Les deux composantes du courant rotorique avec leurs références.....	92
Figure (III.20) Le flux statorique selon l'axe d et q	92
Figure (III.21) Les courants statoriques et rotoriques avec zoom.....	92
Figure (III.22) Le couple électromagnétique.....	93
Figure (III.23) Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.....	95
Figure (III.24) Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	96
Figure (III.25) Représentation graphique des ensembles flous d'une variable linguistique.....	97
Figure (III.26) Exemple d'une partition floue formée de trois ensembles flous.....	98
Figure (III.27) Opérateur ET.....	99
Figure (III.28) Opérateur OU.....	100

Figure (III.29)	Opérateur NON.....	100
Figure (III.30)	Structure d'un régulateur flou.....	101
Figure (III.31)	La structure de la commande hybride.....	103
Figure (III.32)	Schéma bloc d'une boucle régulation à contrôleur flou.....	104
Figure (III.33)	Fonctions d'appartenance utilisée par le contrôleur (e : L'erreur, Δe : Dérivée d'erreur, Δu : La commande).....	104
Figure (III.34)	Les puissances active et réactive statoriques avec leurs références.....	105
Figure (III.35)	Les courants statoriques et rotoriques avec zoom	106
Figure (III.36)	Les deux composantes du courant rotorique avec leurs références.....	106
Figure (III.37)	Le couple électromagnétique.....	106
Figure (III.38)	Puissance active statorique pour les trois commandes proposées.....	107
Figure (III.39)	Puissance réactive statorique pour les trois commandes proposées.....	107
Figure (III.40)	Les courants rotoriques directs pour les trois commandes proposées.....	108
Figure (III.41)	Les courants rotoriques quadratures pour les trois commandes proposées.....	108

Notations et symboles

Notations et symboles

MADA	Machine Asynchrone Double Alimentation.
GADA	Génératrice Asynchrone Double Alimentation.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
IGBT	Le Transistor Bipolaire à Grille Isolée.
MPPT	Maximum Power Point Tracking
CCR	Convertisseur Coté Réseau.
CCM	Convertisseur Coté Machine.
MCC	Moteur à Courant Continu.
CV	Commande Vectorielle.
SMC	Sliding Mode Control.
FSMC	Fuzzy Sliding Mode Control.
Max, min	Valeur maximale (minimale).
ρ	La densité de l'air.
v	La vitesse du vent.
S	La surface circulaire balayée par la turbine.
P_m	La puissance mécanique.
C_p	Le coefficient de puissance.
C_{p-max}	Le coefficient de puissance maximal de la turbine.
λ	La vitesse relative de l'éolienne.
λ_{opt}	La vitesse relative optimale de l'éolienne.
Ω_t	Vitesse de rotation de la turbine.
Ω_{mec}	Vitesse de rotation de l'arbre du générateur.
Ω_{opt}	Vitesse de rotation optimale de l'arbre du générateur.
E_c	L'énergie cinétique de la masse d'air qui traverse l'aérogénérateur.
C_g	Couple résistant issu du multiplicateur.
C_{vis}	Couple des frottements visqueux.
C_t	Couple de la turbine.
J_t	Inertie de la turbine.
J_g	Inertie du générateur.
J	Inertie totale de l'arbre.
R	Rayon de la surface balayée par la turbine.
P_{mt}	La puissance mécanique totale disponible sur l'arbre de l'aérogénérateur.
f	Coefficient des frottements visqueux de l'éolienne et de sa génératrice.
G	Gain du multiplicateur.

d, q	Indice de l'axe direct et quadrature respectivement.
s, r	Indice relatif au stator et rotor.
N_s, N_r	Nombre de spires statorique, rotorique.
s	Operateur de Laplace.
$F.e.m$	Force électromotrice.
$F.m.m$	Force magnétomotrice.
E_s, E_r	Force électromotrice statorique, rotorique.
P_s, P_r	Puissance transistante par le stator et le rotor.
P_{mec}	Puissance mécanique.
X_{em}	Grandeur électromagnétique.
X_{ref}	Grandeur de référence.
f_r	Fréquence rotorique.
g	Glissement.
$[V_s]$	Vecteur tension statorique.
$[I_s]$	Vecteur courant statorique.
$[I_r]$	Vecteur courant rotorique.
$[\Phi_s]$	Vecteur flux statorique.
$[\Phi_r]$	Vecteur flux rotorique.
$[R_s]$	Matrice résistances statoriques.
$[R_r]$	Matrice résistances rotoriques.
$[L_s]$	Matrice inductances statoriques.
$[L_r]$	Matrice inductances rotoriques.
$[M_{sr}]$	Matrice inductances mutuelles stator-rotor.
p	Nombre de paires de pôles.
θ_s	L'angle électrique entre l'axe a_s et l'axe d .
R_s	Résistance statorique.
R_r	Résistance rotorique.
l_s	Inductance propre d'une phase statorique.
l_r	Inductance propre d'une phase rotorique.
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
M_{sr}	Inductance mutuelle maximale lorsque l'axe a_s coïncide avec l'axe a_r .
L_s	Inductance cyclique statorique.
L_r	Inductance cyclique rotorique.
M	Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor .
P_s	Puissance active statorique.
Q_s	Puissance réactive statorique.
K_p	Coefficient de l'action proportionnelle du régulateur.
K_i	Coefficient de l'action intégrale du régulateur.

τ_r	Constante du temps du régulateur.
PI	Proportionnel – Intégrale.
V_a, V_b, V_c	Tensions simples statoriques.
U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}	Tensions composées statoriques.
S_a, S_b, S_c	Etat des commutateurs de puissance.
V_{dc}	Tension continue.
m	Indice de modulation.
f_p	Fréquence de la porteuse.
U_p	Amplitude de la porteuse.
X_k	Grandeur relative à la phase k .
V_{ref}	Tension simple de référence.
U_c	Tension continue.
$V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}$	Les tensions statoriques et rotoriques directes et en quadrature du système diphasé.
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	Les flux statoriques et rotoriques directs et en quadrature du système diphasé.
ω_s, ω_r	Les pulsations rotoriques des grandeurs électriques statoriques et rotoriques.
θ_s, θ_r	Angle électrique statorique, rotorique.
P_r, Q_r	Puissance active et réactive rotorique.
P_s, Q_s	Puissance active et réactive statorique.
v_1	Gain de la surface de glissement de la puissance active.
v_2	Gain de la surface de glissement de la puissance réactive.

Table des matières

Table des matières

Introduction générale.....	01
----------------------------	----

Chapitre I

Etat de l'art sur les systèmes de conversion d'énergie éolienne

I.1. Introduction.....	04
I.2. Le vent.....	04
I.2.1. Direction du vent.....	04
I.2.2. Expression du vent en un point fixe.....	05
I.2.3. Atlas de la vitesse du vent.....	05
I.2.4. Atlas de la vitesse moyenne saisonnière du vent.....	06
I.2.5. Vitesse du vent.....	08
I.3. Energie éolienne.....	09
I.3.1. Principe de conversion de l'énergie éolienne.....	09
I.3.2. Principaux composants d'une éolienne.....	10
I.3.3. Classification des éoliennes.....	11
I.3.4. Différents types d'éolienne	11
I.3.4.1. Eoliennes à axe horizontal.....	11
I.3.4.2. Eoliennes à axe vertical.....	13
I.3.5. Avantages et inconvénients des éoliennes.....	14
I.4. Modes de fonctionnement de l'éolienne.....	15
I.4.1. Mode autonome.....	15
I.4.2. Eolienne connectée au réseau.....	16
I.4.2.1. Vitesse fixe.....	16
I.4.2.1.1. Machine asynchrone à cage.....	16
I.4.2.1.2. Machine asynchrone à double stator.....	17
I.4.2.2. Vitesses variables.....	18
I.4.2.2.1. Eolienne à machine asynchrone à cage.....	19
I.4.2.2.2. Eolienne à machine asynchrone à double alimentation.....	19
I.4.2.3. Avantages et inconvénients des éoliennes à vitesse fixe et des éoliennes à vitesse variable.....	22

I.5. Topologie et emploi des machines asynchrones à double alimentation.....	23
I.5.1. Description de la machine asynchrone à double alimentation.....	23
I.5.2. Modes de fonctionnement de la MADA.....	24
I.5.2.1. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.....	25
I.5.2.2. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.....	25
I.5.2.3. Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.....	26
I.5.2.4. Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.....	26
I.5.3. Classification de la MADA.....	27
I.5.3.1. MADA Simple (rotor bobiné).....	27
I.5.3.2. Machine à double alimentation en cascade.....	27
I.5.3.3. Machine a double alimentation sans balais.....	28
I.6. Aperçu sur les configurations de la MADA à rotor bobiné.....	28
I.6.1. Fonctionnement en moteur.....	29
I.6.1.1. Première configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur.....	29
I.6.1.2. Deuxième configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un cycloconvertisseur.....	29
I.6.1.3. Troisième configuration : Stator alimenté par onduleur, rotor alimenté par un onduleur.....	30
I.7. Principe du fonctionnement de la MADA en génératrice à vitesse variable.....	30
I.8. Avantages et inconvénients de la MADA.....	31
I.9. Domaines d’application de la MADA.....	32
I.10. Conclusion.....	33

Chapitre II

Modélisation et commande d’un système éolien à vitesse variable basé sur une MADA

II.1. Introduction.....	34
II.2. Description du système étudié.....	34
II.3. Modélisation et stratégies de commande de la turbine éolienne.....	35
II.3.1. Loi de Betz	35
II.3.2. Modélisation de la turbine éolienne.....	36
II.3.2.1. La conversion aérodynamique.....	37
II.3.2.2. Modèle du Multiplicateur.....	38
II.3.2.3. Equation mécanique de l’arbre.....	38

II.3.2.4. Schéma bloc du modèle de la turbine.....	39
II.3.2.5. Modèle du système d'orientation des pales.....	39
II.3.3. Stratégie de commande de la turbine.....	40
II.3.3.1. Les différentes zones du fonctionnement de l'éolienne à vitesse variable..	40
II.3.3.2. Technique d'extraction du maximum de puissance.....	40
II.3.3.2.1. Commande dans la zone II (optimisation de la puissance).....	40
II.3.3.2.2. Principe de la MPPT.....	41
II.3.3.2.3. Commande indirecte de vitesse (sans asservissement de vitesse)	41
II.3.4. Résultats de simulation.....	42
II.3.4.1. Interprétations des résultats.....	43
II.4. Mise en équation du MADA.....	43
II.4.1. Modèle mathématique de la MADA	44
II.4.1.1. Equations électriques.....	45
II.4.1.2. Equations magnétiques.....	45
II.4.1.3. Les équations de tension.....	45
II.4.1.4. Équations magnétiques.....	45
II.4.2. Mise sous forme d'équation d'état.....	46
II.4.3. Résultats de simulation du MADA.....	47
II.4.3.1. Fonctionnement moteur.....	47
II.4.3.1.1. Interprétations des résultats.....	49
II.4.3.2. Fonctionnement générateur.....	49
II.4.3.2.1. Interprétations des résultats.....	52
II.5. La commande vectorielle de la machine à double alimentation.....	52
II.5.1. Introduction.....	52
II.5.2. Principe de la commande vectorielle.....	53
II.5.3. Modèle de la GADA à flux statorique orienté.....	53
II.5.3.1 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques.....	55
II.5.3.2. Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques.....	56
II.5.3.3. Type des régulateurs utilisés.....	58
II.5.3.4. Commande indirecte en boucle fermée.....	58
II.5.4. Résultats de simulation du système.....	59
II.5.4.1. Sans turbine.....	59
II.5.4.2. Avec turbine.....	61
II.5.4.3. Interprétation des résultats.....	62

II.6. Cascade : Turbine- Redresseur MLI - onduleur MLI – GADA.....	63
II.6.1. Onduleur de tension.....	63
II.6.1.1 Modélisation de l’onduleur de tension triphasé.....	63
II.6.1.2. Simulation d’onduleur MLI.....	66
II.6.2. Redresseur MLI	66
II.6.2.1. Principe de fonctionnement.....	67
II.6.2.2. Modélisation de redresseur.....	68
II.6.2.3 Régulation en cascade du redresseur à MLI dans le repère (d, q)	69
III.6.2.3.1. Modélisation dans le repère (d, q)	70
II.6.2.4. Résultats de simulation.....	72
II.6.2.4.1. Interprétation des résultats.....	73
II.7. Conclusion.....	73

Chapitre III

Commande par Mode Glissant Flou d’un système éolien à base d’une MADA

III.1. Introduction.....	75
Première partie	
Commande par mode glissant	
III.2. Historique de la commande par mode glissant.....	76
III.3. Objectif de la commande par mode glissant.....	76
III.4. Principe et concept de base de la commande par mode glissant.....	76
III.5. Régimes du mode glissant.....	77
III.5.1. Régime glissant idéal.....	77
III.5.2. Régime glissant réel.....	77
III.6. Les différentes structures de la commande par mode glissant.....	78
III.6.1. Structure par commutation au niveau de l’organe de commande	78
III.6.2. Structure par commutation au niveau d’une contre réaction d’état.....	79
III.6.3. Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente.....	79
III.7. Condition d’existence du mode glissant.....	80
III.8. Définition des systèmes à structure variable.....	80
III.9. Conception de l’algorithme de commande par mode glissant	81

III.9.1. Choix de la surface de glissement	82
III.9.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	82
III.9.2.1. La fonction discrète de commutation	82
III.9.2.2. La fonction de Lyapunov.....	82
III.9.3. Détermination de la loi de commande	83
III.10. Elimination du phénomène du chattering.....	85
III.11. Application de la commande par mode glissant au contrôle de la puissance active et réactive du GADA.....	86
III.11.1. Modèle de la GADA	86
III.11.1.1 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques.....	87
III.11.1.2. Relations de la dérivée de courants rotoriques	87
III.11.2. La commande par mode glissant des puissances active et réactive du GADA.....	87
III.11.2.1. Choix des surfaces de glissements.....	87
III.11.2.2. Conditions de convergence.....	87
III.11.2.3. Loi de commande par mode glissant.....	88
III.11.2.3.1. Contrôle de la puissance active.....	88
III.11.2.3.2. Contrôle de la puissance réactive.....	89
III.11.3. Résultats de simulation du système global.....	90
III.11.3.1. Résultats de simulation du système sans convertisseur.....	90
III.11.3.2. Résultats de simulation du système avec convertisseur.....	91
III.11.3.3. Interprétation des résultats.....	93

Deuxième partie
Commande par mode glissant flou

III.12. Commande par logique floue.....	94
III.12.1. Introduction.....	94
III.12.2. Notions de base de la logique floue.....	94
III.12.2.1. Ensemble floue.....	94
III.12.2.2. Fonction d'appartenance.....	95
III.12.2.3. Variables linguistiques.....	97
III.12.2.4. Propriétés des ensembles flous.....	97
III.12.2.5. Operateurs de la logique floue.....	99

III.12.2.5.1. Opérateur ET (Intersection floue).....	99
III.12.2.5.2. Opérateur OU (Union floue).....	99
III.12.2.5.3. Opérateur NON (complémentation floue).....	100
III.12.2.6. Description générale d'un contrôleur flou.....	100
III.12.3. Commande par mode glissant flou.....	102
III.12.3.1. Introduction.....	102
III.12.3.2. La commande par mode glissant flou.....	102
III.12.3.3. Mise en œuvre de la commande par mode glissant flou.....	103
III.12.3.4. Développement pratique du contrôleur flou.....	104
III.12.3.5. Les résultats de simulation.....	105
III.12.3.5.1. Interprétation des résultats.....	106
III.12.4. Etude comparative entre les techniques de commande.....	107
III.13. Conclusion.....	109
Conclusion générale.....	110
Annexes	
Annexe A: Paramètres du système éolien.....	112
Annexe B: Le modèle de la GADA sous <i>Simulink</i>/MATLAB.....	113
Annexe C: Synthèse du régulateur proportionnel intégral.....	114
Références bibliographiques.....	116

Introduction générale

Introduction générale

La croissance de la consommation d'énergie sous toutes ses formes et les effets polluants associés, principalement causés par la combustion des énergies fossiles, sont au cœur de la problématique du développement durable et du soin de l'environnement dans une discussion pour l'avenir de la planète. En effet, le secteur électrique est le premier consommateur d'énergie primaire et les deux tiers de ses sources sont des carburants fossiles [1].

Il est techniquement et économiquement capable de faire des efforts importants pour réduire les atteintes de l'activité humaine sur le climat et l'environnement. Une des possibilités est d'accroître le taux de production d'électricité à partir de ressources de type non-fossiles et renouvelables, et surtout l'énergie éolienne [1].

L'utilisation d'une éolienne à vitesse variable a permis d'exploiter le maximum de puissance en provenance de la turbine pour une certaine plage de vitesse du vent en utilisant des techniques de commande avancée telle que MPPT [2].

Actuellement, le système éolien à vitesse variable basé sur la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) est le plus utilisé dans les fermes éoliennes terrestres. Son principal avantage, et non des moindres, est d'avoir ses convertisseurs statiques triphasés dimensionnés pour une partie de la puissance nominale de la MADA, ce qui en fait un bénéfice économique important par rapport à d'autres solutions possibles de conversion électromécanique (machine synchrone à aimants permanents par exemple). En effet, la MADA permet un fonctionnement sur une plage de vitesse de $\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme, garantissant ainsi un dimensionnement réduit des convertisseurs statiques car ceux-ci sont connectés entre le bobinage rotorique de la MADA et le réseau électrique [3].

Afin d'obtenir avec la machine asynchrone à double alimentation des performances semblables à celle de la machine à courant continu, il est nécessaire d'appliquer la commande vectorielle par orientation du flux afin d'assurer le contrôle du flux et celui du courant générant le couple électromagnétique. La commande vectorielle basée sur les régulateurs classiques (réglage à action proportionnelle, intégrale et dérivée), ne permet pas dans tous les cas de maîtriser les régimes transitoires, et en général, les variations paramétriques de la machine. Cependant, il existe des commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui sont moins sensibles et robustes [4].

La commande par mode glissant (SMC) a connu un essor à la fin des années soixante-dix lorsque "Utkin" introduit la théorie des modes glissants. Le principe de cette technique est de contraindre le système à atteindre et ensuite rester sur une surface dite de glissement. Le comportement dynamique résultant est appelé régime glissant [5].

Cependant, le SMC a un inconvénient majeur qui est l'effet de chattering créé par la partie discontinue du contrôle. Afin de résoudre ce problème, un moyen d'améliorer les performances du contrôleur du mode glissant est de le combiner avec la logique floue (FL) pour former un contrôleur de mode glissant flou qui peut être appliqué pour réduire le phénomène de chattering du contrôleur SMC [6].

L'objectif principal des activités de recherche et de développement est de continuer d'améliorer le rapport entre le coût et la performance des éoliennes. Un bon dimensionnement et un bon choix du matériel garantissent le bon fonctionnement de l'installation, sa durée de vie et sa rentabilité.

Le présent travail décrit une étude sur l'utilisation d'une machine asynchrone à double alimentation pilotée à travers les grandeurs rotoriques, intégrée dans un système éolien. L'objectif visé dans ce travail consiste à l'étude de l'apport que pourra apporter l'application d'une machine asynchrone à double alimentation dans une chaîne de production éolienne associée à des convertisseurs de puissance « Redresseur MLI- Onduleur MLI ».

Cette thèse est constituée d'une introduction générale, trois chapitres, conclusion générale et une bibliographie.

Organisation de la thèse :

Ce travail est une tentative de faire partie du monde de recherche et d'étude dans le domaine de l'énergie éolienne. Il débute :

➤ En *premier lieu*, nous présentons un état de l'art sur l'énergie éolienne où on donne une description des différentes synthèses des systèmes éoliens en citant les qualités de l'énergie éolienne plus les types et structure des turbines éoliennes en plus le modèle du vent, les différentes structures de la machine asynchrone à double alimentation, leurs applications et leurs particularités. Ceci nous permet de nous positionner quant au choix du type de génératrice utilisée pour la production de l'énergie électrique. Nous y verrons donc l'intérêt que présente la machine asynchrone double alimentée par rapport aux autres machines et les différentes structures d'alimentation de la MADA.

➤ Le *deuxième chapitre* sera consacré à la modélisation individuelle et la commande de la chaîne de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable basée sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA), Nous commencerons par la modélisation de la turbine éolienne et ses stratégies de commande. Par la suite, on passera à la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park lié au champ tournant et sa commande vectorielle par orientation du flux statorique. Dans la deuxième partie de ce chapitre, un asservissement du modèle global d'une chaîne de conversion éolienne sera réalisé, suivi par la simulation de l'ensemble: Turbine - Convertisseur « Redresseur-filtre-onduleur MLI de tension »- Commande vectorielle - MADA.

➤ Nous aborderons dans le *troisième chapitre*, les concepts de base et la synthèse théorique des approches de la commande par mode glissant puis nous nous proposons à introduire le contrôleur hybride par Mode Glissant Flou (combinaison entre le mode glissant et la commande par logique floue), au contrôle du GADA et discutons ses avantages. L'efficacité de la méthode proposée vérifiée par simulation pour démontrer, les performances des stratégies de contrôle seront étudiées et comparées.

➤ Finalement, une *conclusion générale* synthétisera les points les plus marquants de ce travail et ouvrira une perspective afin de guider les initiatives futures d'évolution et de recherche.

Chapitre I

*Etat de l'art sur les systèmes
de conversion d'énergie
éolienne*

Chapitre : I

Etat de l'art sur les systèmes de conversion d'énergie éolienne

I.1. Introduction

Ces dernières années, l'intérêt d'utilisation d'énergies renouvelables ne cesse d'augmenter, car l'être humain est de plus en plus concerné par les problèmes environnementaux. Parmi ces énergies, on trouve l'énergie éolienne. Les caractéristiques mécaniques de l'éolienne, l'efficacité de la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique est très importante. Là encore, de nombreux dispositifs existent et, pour la plupart, ils utilisent des machines synchrones ou asynchrones. Les stratégies de commande de ces machines et leurs éventuelles interfaces de connexion au réseau doivent permettre de capter un maximum d'énergie sur une plage de variation de vitesse du vent la plus large possible, ceci dans le but d'améliorer la rentabilité des installations éoliennes.

Ces aérogénérateurs, généralement à axe horizontal, fonctionnent à vitesse variable permettant l'augmentation de la puissance produite. Le développement des convertisseurs statiques et leur commande a permis le contrôle des puissances produites par ces aérogénérateurs [7].

Dans ce chapitre, on s'intéresse essentiellement aux différents types d'éoliennes avec leurs constitutions et leurs principes de fonctionnement, ainsi qu'à l'étude de l'énergie cinétique du vent et les différents types de génératrices. La dernière partie de ce chapitre illustre les différentes structures des machines asynchrones à double alimentation, leur principe de fonctionnement, leurs applications et leur intérêt.

I.2. Le vent

Sous l'action des différences de pression atmosphérique continuellement variables qui existent sur notre planète, l'air ne peut jamais être au repos mais se déplace pratiquement en permanence. Le courant correspondant constitue le vent. Le vent est défini par sa vitesse (figure (I.1)) et sa direction (figure (I.2)) [8].

I.2.1. Direction du vent

Le vent souffle en principe des zones de hautes pressions vers les zones de basses pressions. Aux latitudes moyennes et aux grandes latitudes, sa direction est cependant modifiée du fait de la rotation de terre. Le vent devient alors parallèle aux isobares au lieu de leur être perpendiculaire.

Dans l'hémisphère nord, le vent tourne dans le sens contraire des aiguilles d'une montre autour des aires cycloniques et dans le sens direct autour des aires anticycloniques. Dans l'hémisphère sud, les sens sont inversés par rapport aux précédents [8].

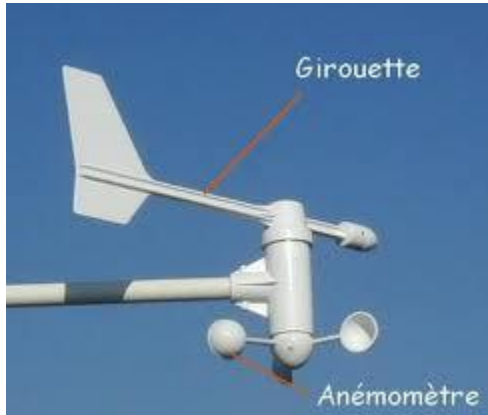


Figure (I.1). Ensemble Anémomètre-Girouette

Figure (I.2). Manche à air d'aérodrome

I.2.2. Expression du vent en un point fixe

La vitesse du vent en un point $V_0(t)$ peut être décomposée en une somme d'une composante moyenne V (lentement variable) et d'une composante variable représentant les fluctuations [8]:

$$V_0(t) = V + V(t). \quad (I.1)$$

Avec V : Vitesse moyenne du vent. $V(t)$: Les fluctuations (turbulences).

I.2.3. Atlas de la vitesse du vent

La carte des vents de l'Algérie, estimée à 10 m du sol est présentée en figure (I.3). Les vitesses moyennes annuelles obtenues varient de 2 à 6.5 m/s. On remarque qu'à l'exception de la région côtière (moins Bejaia et Oran), du Tassili et de Beni Abbes, la vitesse du vent moyenne est supérieure à 3 m/s [9].

En fait, la région centrale de l'Algérie est caractérisée par des vitesses du vent variant de 3 à 4 m/s, et augmente au fur et à mesure que l'on descend vers le sud-ouest. Le maximum est obtenu pour la région d'Adrar avec une valeur moyenne de 6.5 m/s. Cependant, nous pouvons observer l'existence de plusieurs microclimats où la vitesse excède les 5 m/s comme dans les régions de Tiaret, Tindouf et Oran.

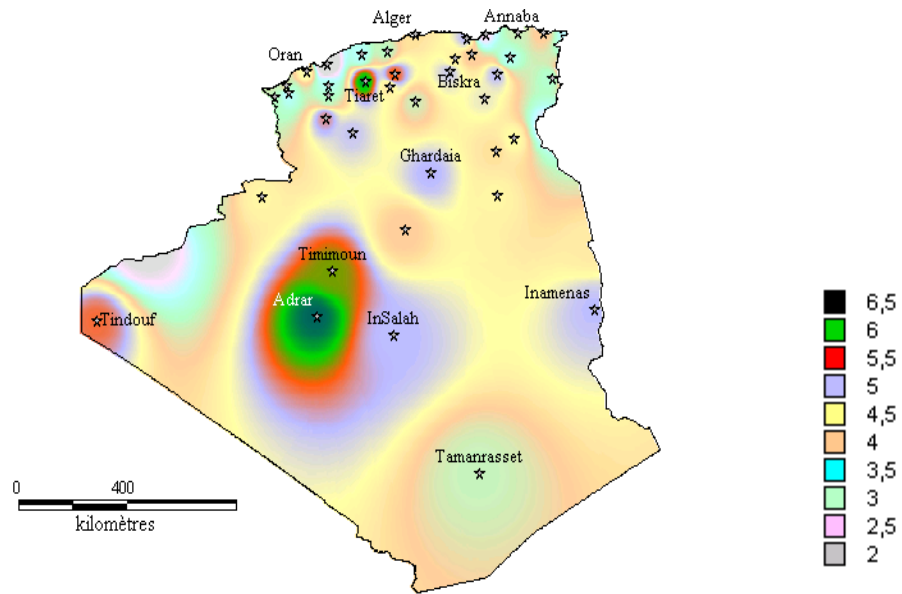
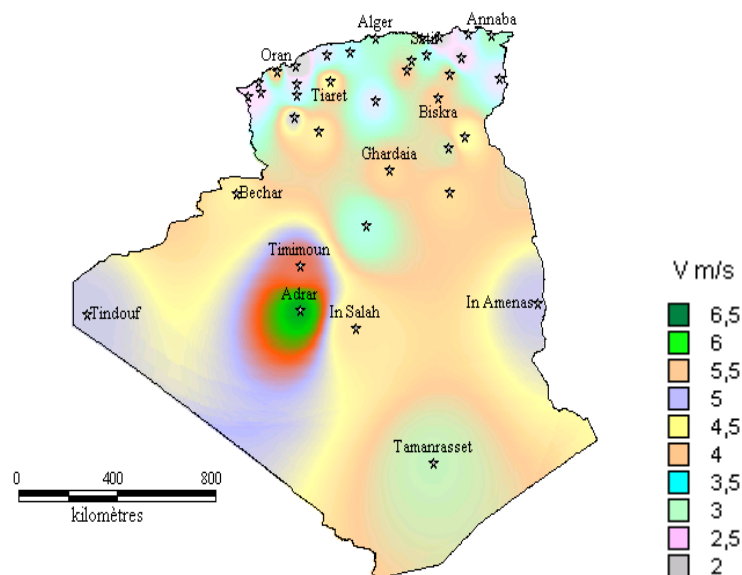


Figure (I.3). Atlas de la vitesse moyenne annuelle du vent de l'Algérie estimée à 10 m du sol.

I.2.4. Atlas de la vitesse moyenne saisonnière du vent

En utilisant la même gamme de couleurs, les atlas vents saisonniers de l'Algérie sont représentés en figures (I.4) (Eté et Printemps) et (I.5) (Hiver et Automne). On remarque qu'en général, les périodes estivales et printanières sont plus ventées que le reste de l'année [9].

(a) Eté



(b) Printemps

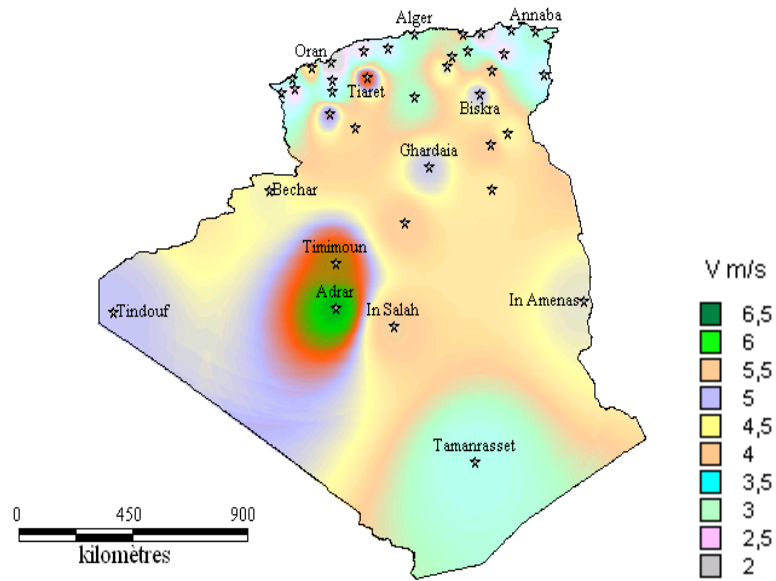
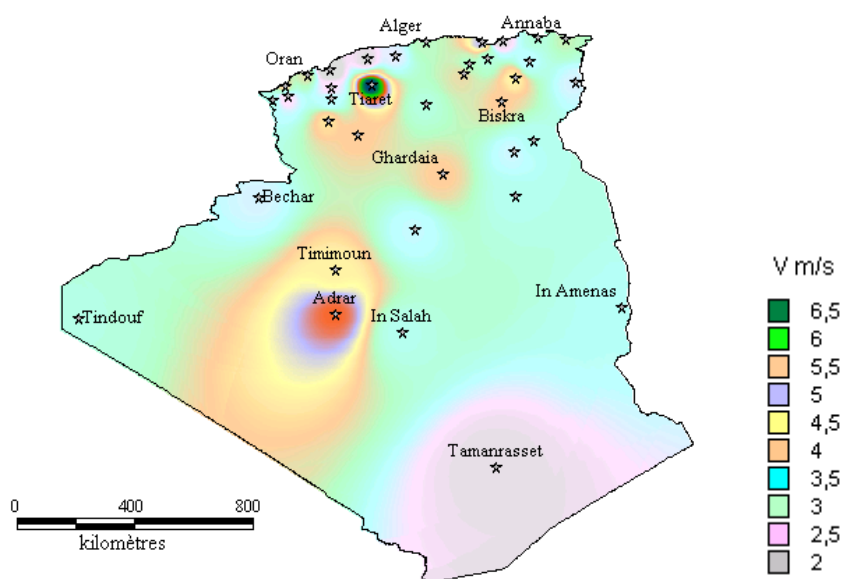


Figure (I.4). Atlas vent saisonniers de la vitesse moyenne annuelle à 10 m du sol

((a) Eté, (b) Printemps).

Tous les atlas établis présentent la région sud ouest, à savoir Adrar, Timimoun et In Salah comme la zone les plus ventée, à l'exception de l'atlas hivernal qui se distingue par le microclimat de Tiaret qui présente les vitesses du vent les plus élevées.

(a) Hiver



(b) Automne

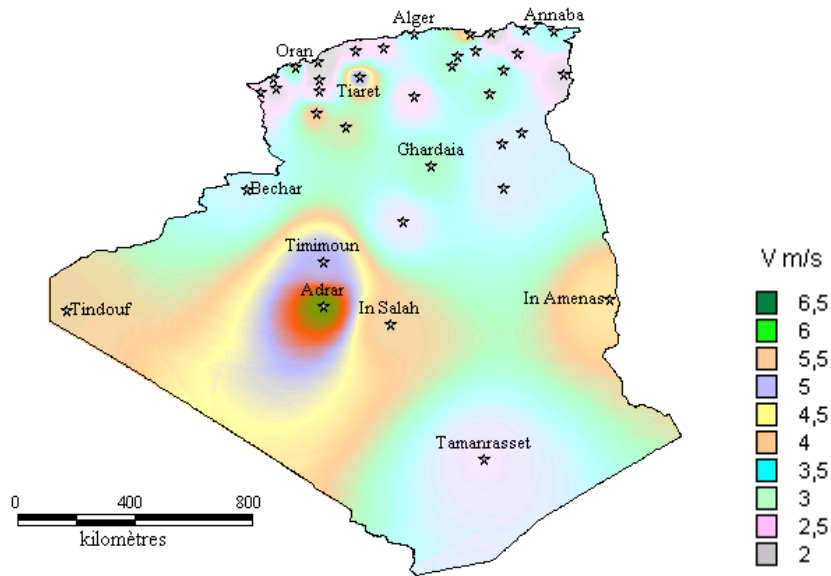


Figure (I.5). Atlas saisonniers de la vitesse moyenne annuelle à 10 m du sol ((a) Hiver, (b) Automne).

I.2.5. Vitesse du vent

Une graduation a été établie : l'échelle beaufort qui divise les vents en fonction de leur vitesse en 17 catégories (tableau (I.1)) [8].

Degrés	Vitesse du vent			Description générale	pression En daN/m ²
	nœuds	m/s	Km/h		
0	1	0/0.4	<1	calme	
1	1/3	0.5/1.5	1/5	Très légère brise	0.13 (1 m/s)
2	4/6	1.6/3.4	6/11	Légère brise	0.8(2.5m/s)
3	7/10	3.5/5.5	12/19	Petite brise	3.2 (5m/s)
4	11/16	5.5/8	20/19	Jolie brise	6.4 (7m/s)
5	17/21	8.1/10.9	29/38	Bonne brise	13(10m/s)
6	22/27	11.4/13.9	39/49	Vent frais	22(13m/s)
7	27/33	14.1/16.9	50/61	Grand frais	33(16m/s)
8	34/40	17.4/20.4	62/74	Coup de vent	52(20m/s)
9	41/47	20.5/23.9	75/88	Fort coup de vent	69(23m/s)
10	48/55	24.4/28	89/102	Tempête	95(27m/s)
11	56/63	28.4/32.5	103/1	Violente tempête	117(30m/s)
12	64/71	32.6/35.9	118/133	Ouragan	160(35m/s)
13	72/80	36.9/40.4	134/149		208(40m/s)
14	81/89	40.1/45.4	150/166		265(50m/s)
15	90/99	45.1/50	167/183		325(54m/s)
16	100/108	50.1/54	184/201		365(54m/s)
17	109/	54.1/60	202/220	Cyclone	470(60m/s)

Tableau (I.1). L'échelle de beaufort.

I.3. Energie éolienne

L'énergie éolienne est une énergie "renouvelable" non dégradée, géographiquement diffuse, et surtout en corrélation saisonnière (l'énergie électrique est largement plus demandée en hiver et c'est souvent à cette période que la moyenne des vitesses des vents est la plus élevée). De plus, c'est une énergie qui ne produit aucun rejet atmosphérique ni déchet radioactif. Elle est toutefois aléatoire dans le temps et son captage reste assez complexe, nécessitant des mâts et des pales de grandes dimensions (jusqu'à 60 m pour des éoliennes de plusieurs mégawatts) dans des zones géographiquement dégagées pour éviter les phénomènes de turbulences [10].

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent (fluide en mouvement) en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice (Figure (I.6)) [10] [11].

I.3.1. Principe de conversion de l'énergie éolienne

Sous l'effet du vent, le rotor tourne. Dans la nacelle, l'arbre principal entraîne un générateur qui produit de l'électricité. La vitesse de rotation du rotor doit être augmentée par un multiplicateur de vitesse jusqu'à environ 1500 tr/min pour une machine à 2 paires de pôles, vitesse nécessaire au bon fonctionnement du générateur. Des convertisseurs électroniques de puissance ajustent la fréquence du courant produit par l'éolienne à celle du réseau électrique auquel elle est raccordée, tout en permettant au rotor de l'éolienne de tourner à vitesse variable en fonction du vent. La tension de l'électricité produite par le générateur est ensuite élevée à travers un transformateur de puissance, situé dans la nacelle ou à l'intérieur du mât. Ce niveau de tension permet de véhiculer l'électricité produite par chacune des éolienne jusqu'au point de raccordement au réseau public [12].

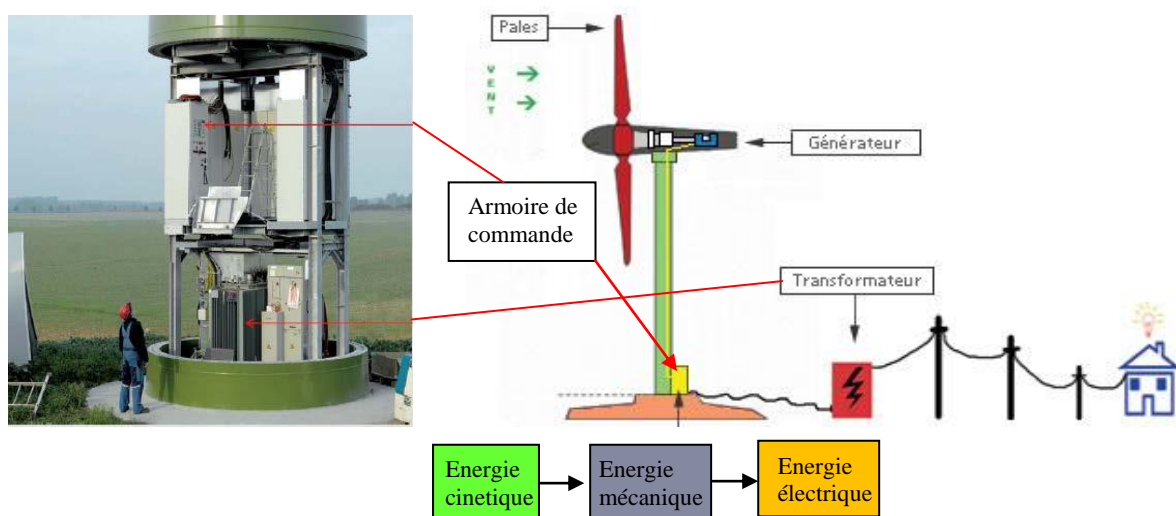


Figure (I.6). Principe de conversion de l'énergie éolienne.

I.3.2. Principaux composants d'une éolienne

Il existe plusieurs configurations possibles d'aérogénérateurs qui peuvent avoir des différences importantes. Néanmoins, une éolienne "classique" (figure (I.7)) est généralement constituée de trois éléments principaux [10]:

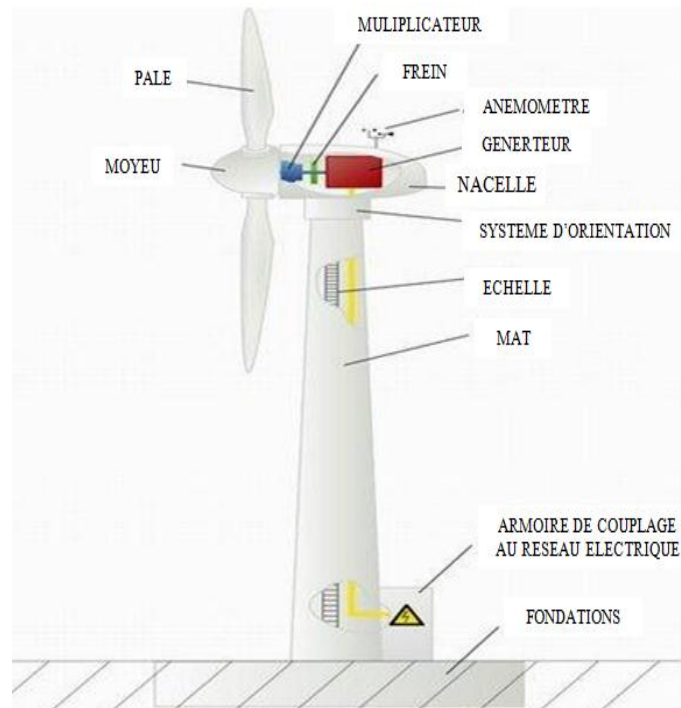


Figure (I.7). Principaux composants de l'éolienne à axe horizontal.

➤ **Le mât** : généralement un tube d'acier ou éventuellement un treillis métallique, doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol. Toutefois, la quantité de matière mise en œuvre représente un coût non négligeable et le poids doit être limité. Un compromis consiste généralement à prendre un mât de taille très légèrement supérieure au diamètre du rotor de l'aérogénérateur.

➤ **La nacelle** : regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbres lent et rapide, roulements, multiplicateur. Le frein à disque, différent du frein aérodynamique, qui permet d'arrêter le système en cas de surcharge. Le générateur qui est généralement une machine synchrone ou asynchrone et les systèmes hydrauliques ou électriques d'orientation des pales (frein aérodynamique) et de la nacelle (nécessaire pour garder la surface balayée par l'aérogénérateur perpendiculaire à la direction du vent). A cela viennent s'ajouter le système de refroidissement par air ou par eau, un anémomètre et le système électronique de gestion de l'éolienne.

➤ **Le rotor** : formé par les pales assemblées dans leur moyeu. Pour les éoliennes destinées à la production d'électricité, le nombre de pales varie classiquement de 1 à 3, le rotor tripale (concept danois) étant de loin le plus répandu car il représente un bon compromis entre le coût, le comportement vibratoire, la pollution visuelle et le bruit.

Les rotors à vitesse fixe sont souvent munis d'un système d'orientation de la pale permettant à la génératrice (généralement une machine asynchrone à cage d'écureuil) de fonctionner au voisinage du synchronisme et d'être connectée directement au réseau sans dispositif d'électronique de puissance. Ce système allie ainsi simplicité et faible coût.

I.3.3. Classification des éoliennes

On peut classer les générateurs éoliens selon différents critères. Ces derniers peuvent alors se classer selon :

- Le type du capteur (à axe horizontal ou vertical).
- La nature du convertisseur électromécanique (machine asynchrone, synchrone, à courant continu, etc...).
- La nature de l'accouplement mécanique (présence de multiplicateur de vitesse ou attaque directe).
- Le mode de fonctionnement (vitesse fixe ou variable).

I.3.4. Différents types d'éolienne

Les aérogénérateurs sont à axe horizontal ou vertical. Aujourd'hui, pratiquement les seules éoliennes commerciales sont à axe horizontal. Les éoliennes à axe vertical ont été prometteuses dans les années 80 et au début des années 90, mais leur faible rendement aérodynamique ainsi que les fluctuations élevées de la puissance électrique générée les ont écartées du marché [13].

I.3.4.1. Eoliennes à axe horizontal

Les éoliennes à axe horizontal sont basées sur le principe des moulins à vent. Elles sont constituées d'une à trois pales profilées aérodynamiquement (Figure (I.8)). Le plus souvent le rotor de ces éoliennes est tripale, car trois pales constituent un bon compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien ainsi que l'aspect esthétique par rapport aux bipales. Les éoliennes à axe horizontal sont les plus employées car leur rendement aérodynamique est supérieur à celui des éoliennes à axe vertical ; elles sont moins exposées aux contraintes mécaniques.



a) Eoliennes on shore.



b) Eoliennes off shore

Figure (I.8). Eoliennes à axe horizontal.

Il existe deux catégories d'éolienne à axe horizontal (Figure I.9):

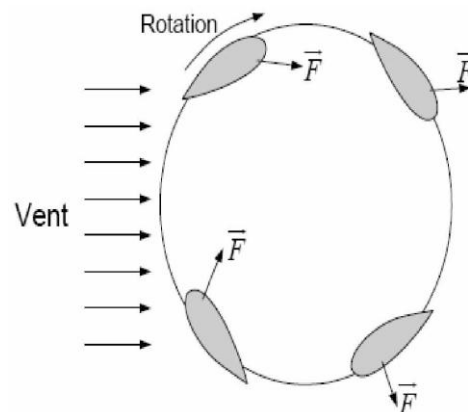
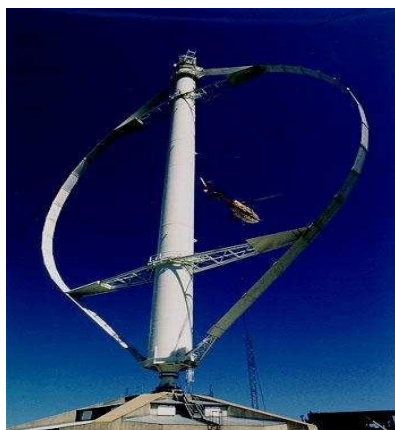
- **Amont** : le vent souffle sur le devant des pales en direction de la nacelle. Les pales sont rigides, et le rotor est orienté selon la direction du vent par un dispositif.
- **Aval** : le vent souffle sur l'arrière des pales en partant de la nacelle. Le rotor est flexible, auto orientable. La disposition turbine en amont est la plus utilisée car plus simple et donne de meilleurs résultats pour les fortes puissances : pas de gouverne, les efforts de manœuvre sont moins importants et il y a une meilleure stabilité. Les pales des éoliennes à axe horizontal doivent toujours être orientées selon la direction du vent. Pour cela, il existe des dispositifs d'orientation de la nacelle en fonction de cette direction [14].



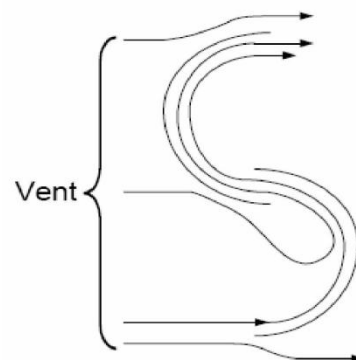
Figure (I.9). Configuration à axe horizontal.

I.3.4.2. Eoliennes à axe vertical

Les éoliennes à axe vertical ont été les premières structures développées pour produire de l'électricité paradoxalement en contradiction avec le traditionnel moulin à vent à axe horizontal. Elles possèdent l'avantage d'avoir les organes de commande et le générateur au niveau du sol donc facilement accessibles :



a) Structure Darrieus.



b) Structure de Savonius.

Figure (I.10). Eoliennes à axe vertical.

- **Les éoliennes de Darrieus** (ingénieur français qui déposa le brevet au début des années 30. Leur fonctionnement est basé sur le fait qu'un profil placé dans un écoulement d'air selon différents angles (Figure (I.10.a)) est soumis à des forces de direction et d'intensité variables. La résultante de ces forces génère alors un couple moteur entraînant la rotation du dispositif. Ces forces sont créés par la combinaison de la vitesse propre de déplacement du profil et de la vitesse du vent [10].

- **Le rotor de Savonius** (du nom de son inventeur, breveté en 1925) dont le fonctionnement est basé sur le principe de "traînée différentielle" utilisé dans les anémomètres : les efforts exercés par le vent sur chacune des faces d'un corps creux sont d'intensité différente, il en résulte alors un couple moteur entraînant la rotation de l'ensemble. L'effet est ici renforcé par la circulation d'air entre deux demi-cylindres qui augmente le couple moteur (Figure (I.10.b)).

I.3.5. Avantages et inconvénients des éoliennes

La comparaison entre les éoliennes à axe horizontal et à axe vertical est montrée dans le tableau (I.2).

Type d'éolienne	Avantages	Inconvénients
Eolienne à axe horizontal	<ul style="list-style-type: none"> - Rendement plus élevé [11] de la conversion de l'énergie éolienne ; - Plus facile à accès au vent [24] ; - Rotor positionné en hauteur donnant accès à des vents élevés [25]; - Régulation de la puissance par le décrochage et le contrôle de l'angle d'inclinaison à des vitesses du vent élevées [24]; - La position du récepteur à plusieurs dizaines de mètres du sol privilégie l'efficacité [11]. 	<ul style="list-style-type: none"> - Coût d'installation plus élevé [24] [25] ; - Un mât plus fort pour supporter le poids lourd de la nacelle [24]; - Câble plus long [25]; - Orientation nécessaire [24].
Eolienne à axe vertical	<ul style="list-style-type: none"> - Faible coût d'installation et entretien plus facile [24] [25]; - L'éolien reçoit le vent de n'importe quelle direction [11]; - Les organes de commande et le générateur sont au niveau du sol donc facilement accessibles [7] [11]; - Ne nécessite pas de dispositif d'orientation de la turbine dans l'axe du vent [25]. 	<ul style="list-style-type: none"> - Faible rendement et fluctuations importantes de puissance [7] [25]; - La surface qu'elles occupent au sol est très importante pour les puissances élevées [7] [11]; - La conversion de l'énergie éolienne est moins efficace [24]; - Faible vitesse du vent à proximité du sol [7]; - La régulation de la puissance est limitée [24] [25]; - Difficulté de contrôle des pales dans la survitesse [11].

Tableau (I.2). Avantages et inconvénients des éoliennes.

I.4. Modes de fonctionnement de l'éolienne

Différents types de machines électriques peuvent être utilisés pour la génération de puissance éolienne. Des facteurs techniques et économiques fixent le type de machine pour chaque application. La génératrice peut être liée directement ou indirectement au réseau. Les générateurs habituellement rencontrés dans les éoliennes sont présentés dans ce qui suit. Avec une éolienne, deux possibilités s'offrent au particulier concernant la production d'électricité : la connexion au réseau électrique et donc la revente de son électricité ou bien le recours à un système autonome pour utiliser directement l'énergie produite [16].

I.4.1. Mode autonome

Les éoliennes autonomes (Figure (I.11)) sont utilisées dans des gammes de puissances de quelques dizaines de Watts à quelques dizaines de KW pour l'alimentation d'appareils électriques d'instrumentation ou d'éclairage. Les plus petites éoliennes sont utilisées pour les bateaux, le camping ou les stations météo. Des machines de plus forte puissance sont utilisées, quant à elles, pour la production destinée à alimenter en énergie électrique des chalets isolés ou encore des villages.

Les points communs entre toutes ces productions éoliennes sont leur faible puissance et leur association à une unité de stockage d'énergie, généralement constituée de batteries d'accumulateur. L'éolienne charge les batteries par la tension continue produite soit directement par une génératrice à courant continu pour les plus faibles puissances, soit par une génératrice de type synchrone, à aimants ou bobinée, via un pont redresseur et une électronique plus ou moins élaborée pour réguler leur charge. La tension continue des batteries est ensuite utilisée soit directement pour l'éclairage en tension continue ou alors mise en forme par un onduleur pour obtenir une alimentation sinusoïdale 50 Hz permettant l'utilisation de tous les appareils électriques classiques [17].

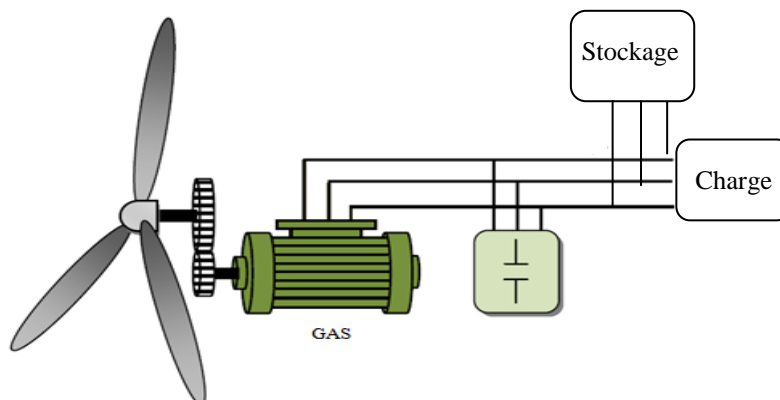


Figure (I.11). Eolienne fonctionne en mode autonome.

I.4.2. Eolienne connectée au réseau

Les éoliennes connectées au réseau peuvent être aussi classées selon leur vitesse de rotation. Celles-ci peuvent être fixes ou variables [16].

I.4.2.1. Vitesse fixe

Lorsque l'éolienne est connectée au réseau, la vitesse de rotation de la génératrice doit rester pratiquement constante de façon à ce que la génératrice reste proche de la vitesse de synchronisme, principal critère pour un fonctionnement stable de la génératrice. La fréquence du réseau impose la vitesse de rotation de la machine. Le générateur à vitesse fixe, en liaison directe avec le réseau, est nécessairement muni d'un multiplicateur de vitesses. L'éolienne tourne à une vitesse de rotation donnée pour une plage restreinte de vitesses du vent, ses applications sont donc limitées. Deux génératrices asynchrones sont souvent utilisées dans ce type d'éoliennes. Un générateur dimensionné pour des faibles puissances correspondant à des vitesses du vent faibles et un générateur dimensionné pour des fortes puissances correspondant à des vitesses du vent plus élevées [16].

I.4.2.1.1. Machine asynchrone à cage

Les machines asynchrones à cage sont les plus simples à fabriquer et les moins coûteuses. Elles sont aussi les moins exigeantes en termes d'entretien et présentent un taux de défaillance très peu élevé, elles ont l'avantage d'être standardisées, fabriquées en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances. Elles sont aussi connues par leur sécurité de fonctionnement, l'absence de balais-collecteurs ou de contacts glissants sur des bagues. Grâce à ces avantages, les générateurs asynchrones sont les plus populaires dans l'industrie des générateurs éoliens à vitesse fixe. Environ 85% de ces applications (à vitesse fixe) sont donc à connexion directe sur le réseau électrique. Ces machines peuvent être facilement utilisables dans le petit éolien car la vitesse de rotation des pales est importante et l'entraînement direct possible. Mais dans les aérogénérateurs de dimensions conséquentes (grande puissance et rayon de pales important), la vitesse de rotation est peu élevée. Or, il n'est pas envisageable de concevoir une génératrice asynchrone lente avec un rendement correct. Il est donc nécessaire d'insérer entre la turbine et la machine asynchrone un multiplicateur mécanique de vitesse. Le problème majeur de ces solutions est la complexité du montage qui augmente la masse embarquée. De plus, les variations du couple mécanique sont fréquentes puisque le système d'orientation des pales est souvent en action pour pallier les variations de vitesse du vent. Ces variations de couple produisent de brusques variations du courant débité sur le réseau entraînant ainsi des perturbations. La machine consomme de la puissance réactive pour magnétiser son rotor et détériore ainsi son facteur de puissance. Pour contrer cette

imperfection, on utilise des condensateurs que l'on introduit en parallèle au dispositif comme le montre la figure (I.12). Ils deviennent alors la seule source de puissance réactive [16].

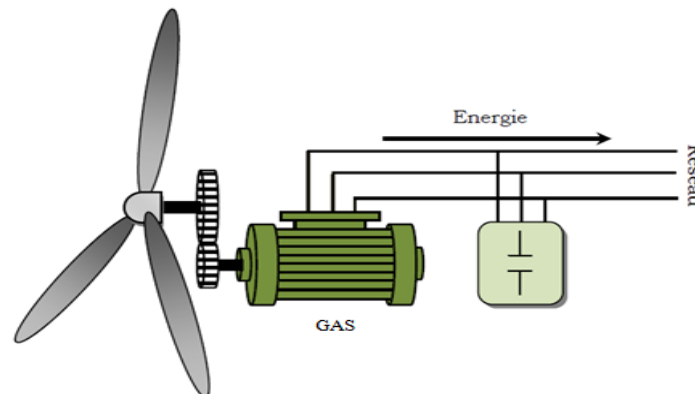


Figure (I.12). Aérogénérateur à génératrice asynchrone à cage.

Pour connecter l'éolienne au réseau dans cette configuration, on procède en deux temps : le premier temps consiste à connecter les enroulements statoriques au réseau par l'intermédiaire de résistances afin de limiter les courants statoriques transitoires. Pendant cette phase, les pales de l'éolienne sont orientées de façon à ce que le couple fourni soit nul. Après quelques secondes, les résistances sont éliminées (elles sont court-circuitées) puis le système de régulation oriente les pales pour accroître la puissance. Pour améliorer le rendement du dispositif précédent, certains constructeurs utilisent un système à base de machine asynchrone à double stator.

I.4.2.1.2. Machine asynchrone à double stator

La machine asynchrone à double stator (figure (I.13)) se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés décalés d'un angle électrique de 30^0 , et d'un rotor à cage d'écureuil. L'un des enroulements est directement connecté au réseau et constitue le principal support de transmission de l'énergie générée de forte puissance et de petit nombre de paires de pôles pour les vitesses du vent les plus élevées; un second enroulement appelé enroulement d'excitation de faible puissance à grand nombre de paires de pôles pour les vitesses les plus faibles. Cette topologie possède deux points de fonctionnement. Les perturbations sonores de la machine pour des vents faibles sont diminuées du fait que l'orientation des pales est amoindrie. L'enroulement d'excitation a donc une masse de cuivre ce qui rend la conception de la machine particulière et augmente le coût et le diamètre de façon non négligeable, ce qui représente une augmentation du poids et de l'encombrement de l'ensemble [16].

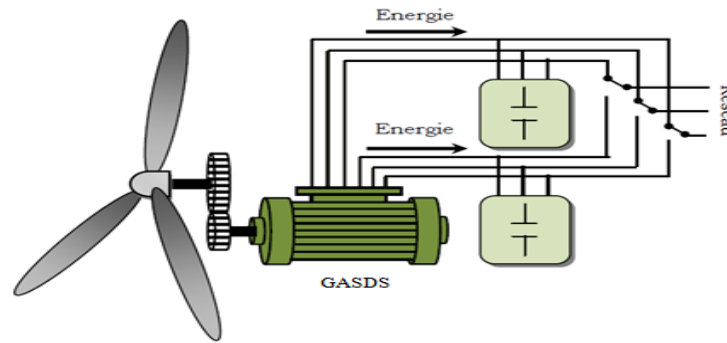


Figure (I.13). Schéma de la connexion au réseau de l'éolienne avec la machine asynchrone à double stator.

I.4.2.2. Vitesses variables

L'éolienne à vitesse variable connectée au réseau est composée d'une turbine, un multiplicateur, un générateur, un convertisseur de puissance. D'autres éléments comme des filtres et des capacités de compensation réactive sont aussi ajoutés pour améliorer la qualité de l'énergie produite.

Les transformateurs assurent l'adaptation de la tension au point de connexion de l'éolienne avec le réseau. La partie électrique de l'éolienne, en général, consiste en un générateur électrique synchrone ou asynchrone. Les machines synchrones utilisées sont plutôt à rotor bobiné avec un grand nombre de pôles; elles tournent, donc, à une vitesse lente et elles sont connectées à des réseaux de moyenne tension. La turbine éolienne est directement reliée au rotor sans multiplicateur de vitesse. Les machines à réluctance variable se classent aussi sous cette catégorie de générateurs. Ces générateurs sont connectés au réseau 50 Hz par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance. La puissance produite par ces éoliennes est généralement faible [18].

La deuxième catégorie d'éolienne repose sur des machines asynchrones à cage ou à rotor bobiné. Ces machines tournent à une vitesse beaucoup plus importante que celle de la turbine éolienne d'où la nécessité d'utiliser un multiplicateur de vitesse. Cette technologie est utilisée pour les fortes puissances et retenue par les constructeurs pour la connexion au réseau moyenne tension.

La machine asynchrone fonctionne en mode moteur ou générateur. Elle peut être alimentée par le stator (machine à cage ou à rotor bobiné court-circuité) ou par le stator et le rotor à la fois (machine à rotor bobiné) [18].

I.4.2.2.1. Eolienne à machine asynchrone à cage

L'éolienne dans cette configuration entraîne une machine asynchrone à cage connectée au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance situé au circuit statorique (figure (I.14)) [18].

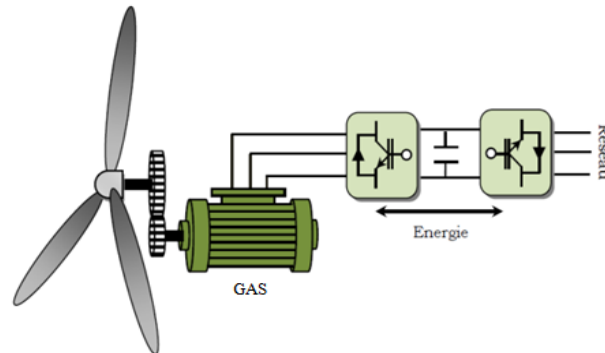


Figure (I.14). Eolienne à MAS pilotée au stator.

Le redresseur assure des tensions et des fréquences variables à la sortie du générateur ce qui permet de conduire la vitesse de l'éolienne. Il reçoit ses consignes de tension et de fréquence du processus de la commande. L'onduleur est contrôlé pour garder constante la tension du bus continu (représenté par une capacité sur la figure (I.14)).

Les pales de la turbine éolienne sont orientables (commandable) pour permettre de limiter la puissance électrique produite constante et égale à sa valeur nominale lors des vitesses du vent très importantes [18].

I.4.2.2.2. Eolienne à machine asynchrone à double alimentation

Dans cette conception (figure (I.15)) le stator de la machine asynchrone est connecté directement au réseau. Le convertisseur de puissance se trouve au circuit rotorique. Le redresseur alimente les enroulements rotoriques par les tensions et la fréquence de consigne qu'il reçoit de la procédure de commande. L'onduleur est contrôlé d'une manière à garder constante la tension du bus continu. Cette configuration a l'avantage de réaliser des économies sur les convertisseurs de puissance car la puissance transitée par le circuit rotorique est faible par rapport à la puissance statorique dans la première configuration [18].

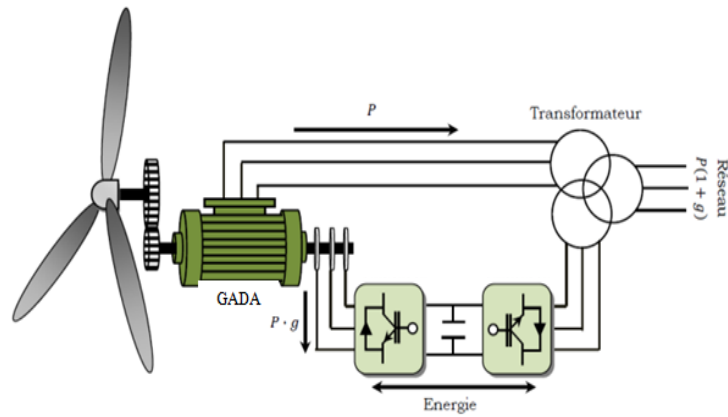


Figure (I.15). Eolienne à MADA pilotée au rotor.

I.4.2.2.2.1 Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée

Cette configuration à vitesse variable est représentée sur la figure (I.16), le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur par l'intermédiaire d'un hacheur. Le contrôle de l'hacheur permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable (environ 10% autour de la vitesse de synchronisme) en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone. Le glissement est ainsi modifié en fonction de la vitesse de rotation du moteur [19]. L'inconvénient de cette solution est la dissipation de la puissance dans les éléments résistifs.

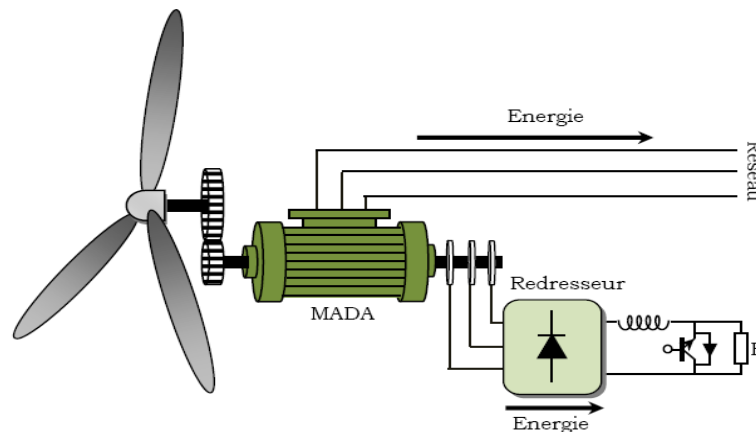


Figure (I.16). MADA avec contrôle du glissement par L'énergie dissipée.

I.4.2.2.2.2. MAS à double alimentation- structure de Kramer

Dans le but de réduire les pertes d'énergie dues à la structure du système précédent, le hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau (structure de Kramer figure (I.17)) [19].

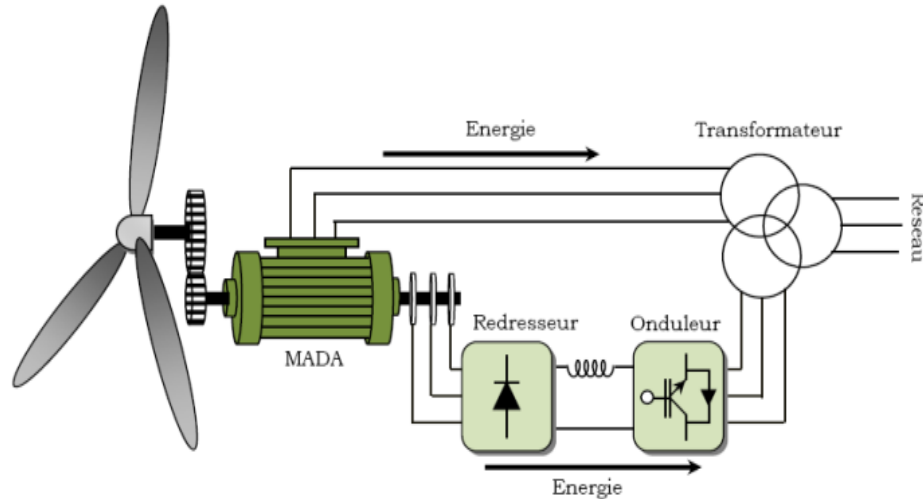


Figure (I.17). MADA structure Kramer.

L'ensemble redresseur onduleur est alors dimensionné pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Ce système est avantageux s'il permet de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine. Le redresseur est unidirectionnel (transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau) donc le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures au synchronisme [10] [19].

I.4.2.2.2.3. MAS à double alimentation – structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

Afin d'autoriser un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau, l'association redresseur-onduleur peut être remplacée par un cycloconvertisseur (Figure (I.18)), l'ensemble est alors appelé structure de Scherbius [19].

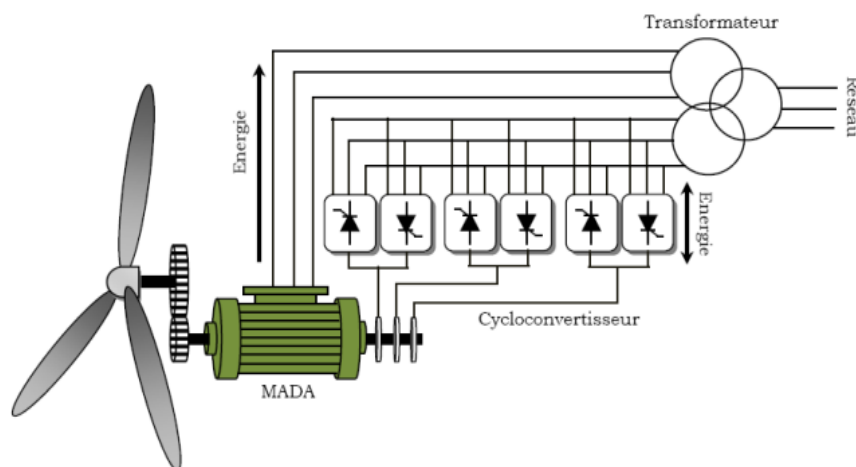


Figure (I.18). Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.

I.4.2.2.2.4. MAS à double alimentation avec convertisseurs MLI

Cette configuration consiste à coupler le rotor de la génératrice à double alimentation au réseau à travers deux onduleurs MLI triphasés, l'un en mode redresseur, l'autre en onduleur (Figure (I.19)). En général, le dimensionnement de la chaîne rotor se limite entre un quart et un tiers de la puissance nominale du stator de la machine électrique. Ce qui suffit à assurer une variation jusqu'à 30% de la plage de vitesse. C'est là son principal avantage tandis que son inconvénient majeur est lié aux interactions avec le réseau, en particulier les surintensités engendrées par des creux de tension du réseau. Plusieurs études récentes, confirmées par des réalisations industrielles, montrent la viabilité de ce dispositif dans un système éolien à vitesse variable [19].

Cette structure de conversion offre un contrôle de quatre grandeurs, à savoir le flux magnétique, la vitesse de la génératrice et les puissances active et réactive transitées au réseau électrique. Cette configuration permet une variation de 100% de la vitesse du vent en utilisant des pales orientables [27].

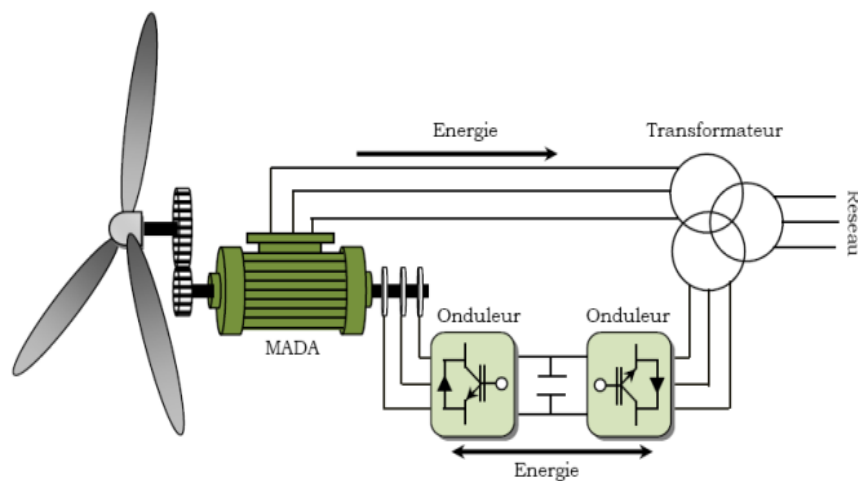


Figure (I.19). Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.

I.4.2.3. Avantages et inconvénients des éoliennes à vitesse fixe et des éoliennes à vitesse variable

Le tableau (I.3) présente principaux avantages et inconvénients qui sont liés aux fonctionnements des éoliennes à vitesse fixe et des éoliennes à vitesse variable :

	Avantages	Inconvénients
Eolienne à vitesse fixe	<ul style="list-style-type: none"> - Construction robuste et simple [20]; - A moindre coût [20] [25]; - Simplicité d'implantation [25]; - Plus grande fiabilité [25]; - Pas besoin du système électronique de commande [25]. 	<ul style="list-style-type: none"> - Impossibilité d'extraire un maximum d'énergie à partir du vent (pas optimal) [20] [25]; - Génération de plus de stress mécanique sur la boîte de vitesses aux vitesses de vent variable [20]; - Incapacité de contrôle indépendant de la puissance active et réactive livrés au réseau électrique en raison du type de générateur (générateur d'induction classique) [20].
Eolienne à vitesse variable	<ul style="list-style-type: none"> - Exploitation des ratios de vitesse idéaux sur une plus large gamme de vitesses de vent, donc captation d'un maximum d'énergie à partir du vent; - Fonctionnement efficace; - Capacité de fournir la puissance à une tension et fréquence constante; - Contrôle de puissance active et réactive fournie au réseau. 	<ul style="list-style-type: none"> - Nécessité d'un convertisseur de puissance en raison de la génération de la machine d'un courant et d'une tension à fréquence variable, nécessitant un convertisseur de puissance [20]; - L'inconvénient principal du raccordement indirect au réseau est son coût [25] ; - Perte énergétique lors du processus de conversion CA/CC/CA [25].

Tableau (I.3). Avantages et inconvénients des éoliennes à vitesse fixe et à vitesse variable.

I.5. Topologie et emploi des machines asynchrones à double alimentation

I.5.1. Description de la machine asynchrone à double alimentation

Connue depuis 1899, il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation. La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures; la machine asynchrone à double alimentation, MADA, 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 les quelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil 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 (Figure (I.20)).

Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs autonomes en général [21].

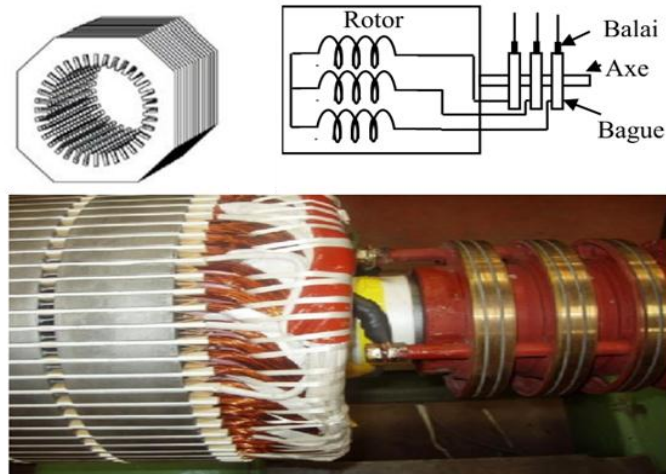


Figure (I.20). Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.

Les convertisseurs utilisés sont alors dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Le surcoût engendré par la présence de bobinages au rotor est alors compensée par l'économie réalisée sur le convertisseur [10]. Cette configuration fera l'objet d'une étude détaillée dans la seconde partie de cette thèse.

I.5.2. Modes de fonctionnement de la MADA

Seul le mode du fonctionnement avec le stator directement connecté au réseau et le rotor alimenté par un convertisseur sera traité dans cette thèse.

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur. Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo-synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. La MADA est parfaitement commandable si toutefois le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor. Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, il y a à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine [21] :

I.5.2.1. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

La figure (I.21) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes joule dans le rotor [21].

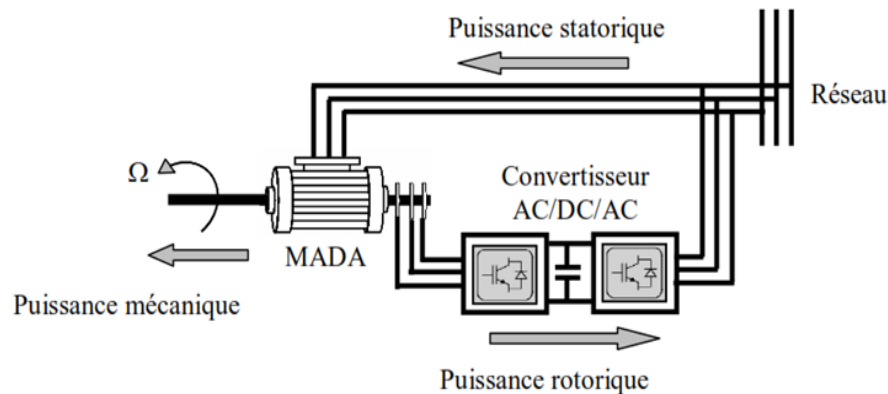


Figure (I.21). Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.

I.5.2.2. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

La figure (I.22) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement [21].

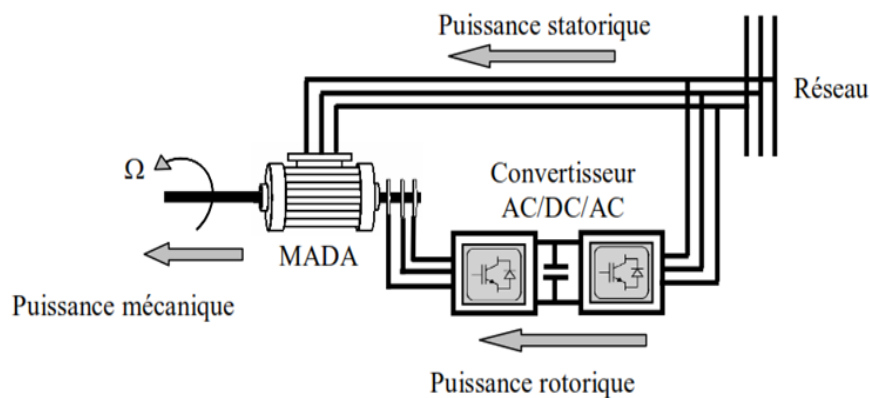


Figure (I.22). Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.

I.5.2.3. Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone

La figure (I.23) montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est alors absorbée par le rotor. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme [21].

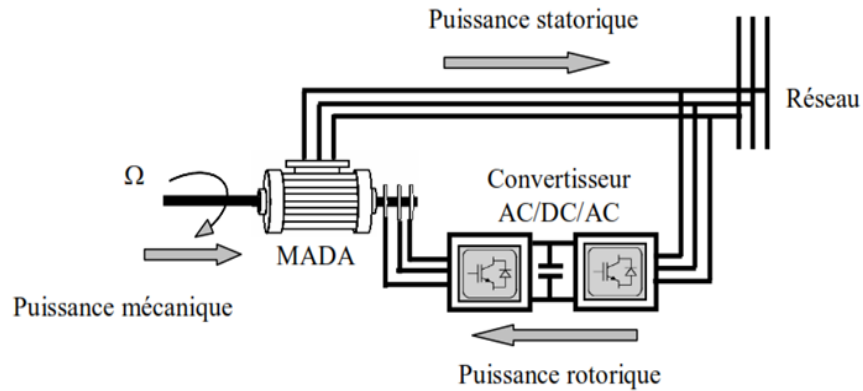


Figure (I.23). Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.

I.5.2.4. Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone

La figure (I.24) montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor [21].

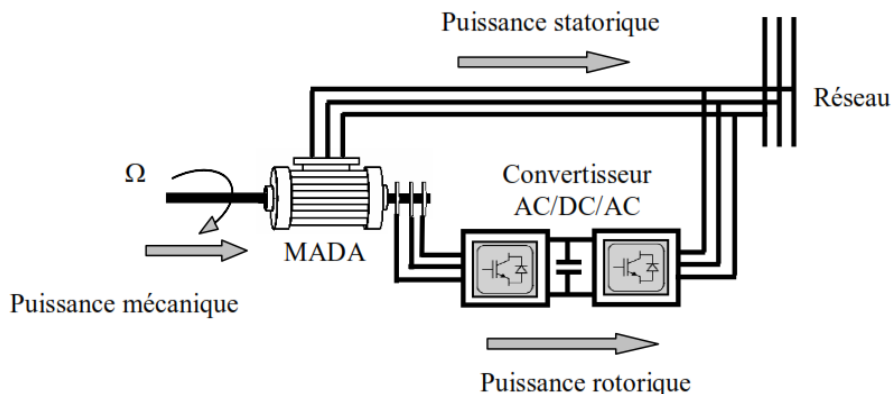


Figure (I.24). Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.

On peut donc remarquer que la "MADA" a deux principaux avantages sur la machine à cage classique : la production de puissance électrique quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper synchronisme) et la récupération de la puissance de glissement [21].

I.5.3. Classification de la MADA

I.5.3.1. MADA Simple (rotor bobiné)

La figure (I.25) illustre le schéma de principe de ce type de machines, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine devient une grandeur contrôlable. Il faut noter que le convertisseur bidirectionnel indiqué dans la figure peut être un convertisseur indirect (AC/DC/AC) composé par un redresseur et un onduleur ou bien un convertisseur direct (AC/AC) : cycloconvertisseur ou convertisseur matriciel [22] [27].

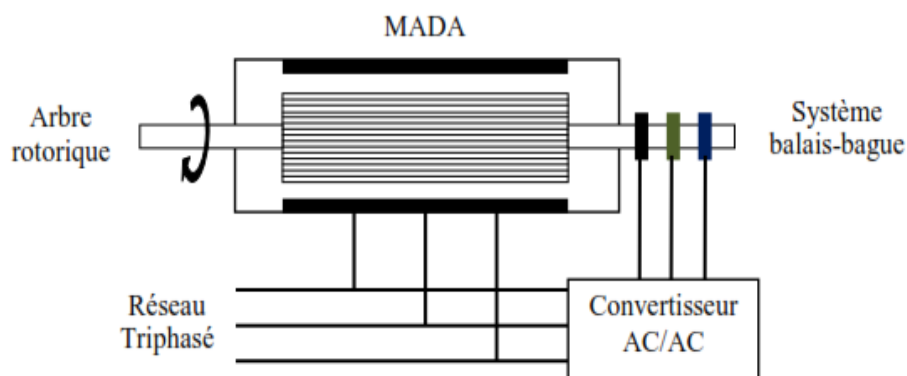


Figure (I.25). Schéma de principe de la MADA simple.

L'avantage de cette machine est que le rotor n'est plus une cage d'écureuil ou composé d'aimants permanents, mais d'enroulement triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques raccordés en étoile et dont l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague et permet une connexion externe des bobinages au rotor. Cette connexion est une liaison d'alimentation externe qui permet de réaliser un contrôle des grandeurs rotoriques [27].

I.5.3.2. Machine à double alimentation en cascade

MADA en "cascade", deux MADA dont les rotors sont couplées électriquement et mécaniquement (Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.26) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées [23].

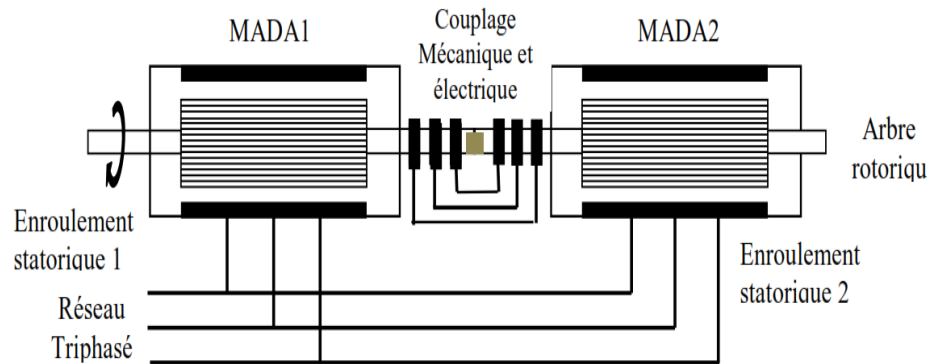


Figure (I.26). Schéma de principe de MADA en cascade.

I.5.3.3. Machine à double alimentation sans balais

MADA sans balai, machine très proche de 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'écurieul (Brushless Doubly Fed Machine). Nous présentons sur la figure (I.27) un schéma de principe de ce type de machine [23].

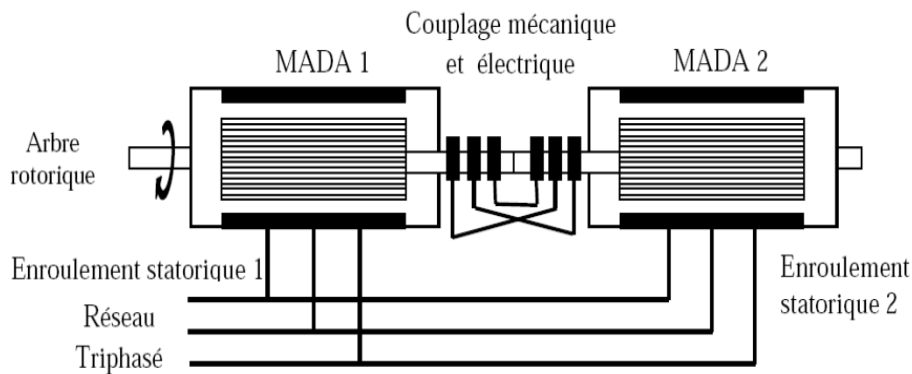


Figure (I.27). Schéma de principe de la MADA sans balais.

I.6. Aperçu sur les configurations de la MADA à rotor bobiné

Comme toutes les autres machines électriques à courant alternatif, la MADA peut fonctionner en moteur comme en génératrice. Chaque mode de fonctionnement est caractérisé par une configuration qui répond à un critère choisis. Dans cette partie du chapitre, on va citer les configurations les plus utilisées pour fonctionnement en moteur (Le fonctionnement générateur de la MADA à rotor bobiné pour la production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne citer précédemment).

La large plage de variation de la vitesse qu'offre cette machine lui a assurée une place de choix dans différentes applications que ce soit en moteur (laminage, traction ferroviaire, propulsion maritime...) ou en génératrice (éolienne, centrales hydrauliques...).

I.6.1. Fonctionnement en moteur

Pour le cas de l'application moteur de la "MADA" il existe plusieurs configurations du fonctionnement :

I.6.1.1. Première configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur

Cette classe est dite "MADA" simple. Les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à son propre onduleur. La figure (I.28) représente un schéma de principe de cette catégorie de "MADA" [28][29].

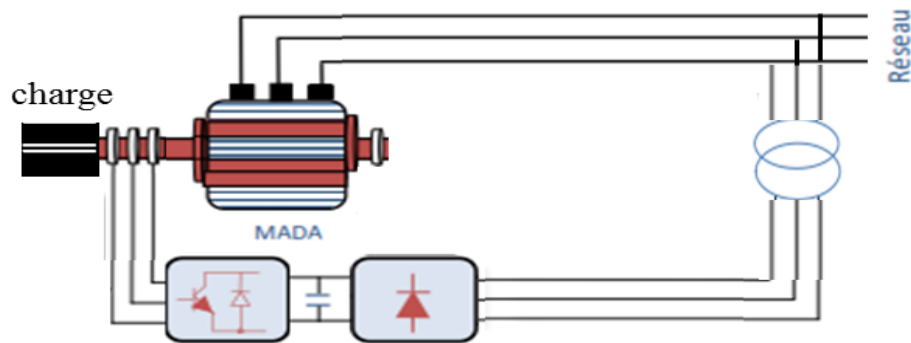


Figure (I.28). Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur.

Ce mode d'alimentation n'est pas adapté au fonctionnement à faibles fréquences rotoriques mais le fait de relier le stator au réseau et d'alimenter le rotor à travers un onduleur permet de dimensionner le convertisseur coté rotor à 30% de la puissance mécanique maximale [29].

I.6.1.2. Deuxième configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un cycloconvertisseur

Dans cette configuration les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à un cycloconvertisseur. La figure (I.29) représente un schéma de principe de cette catégorie de MADA [28].

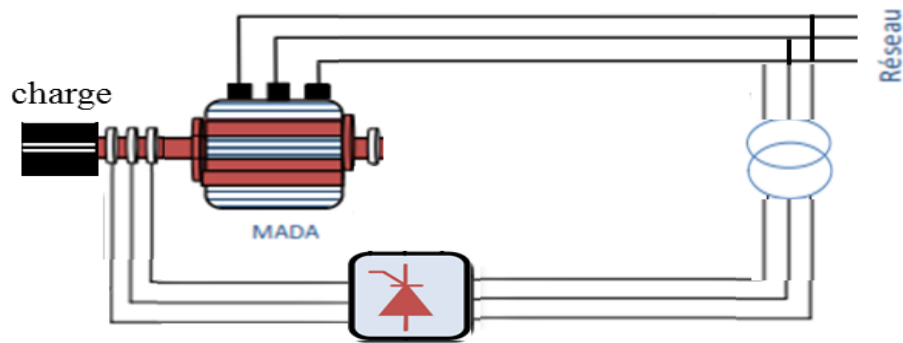


Figure (I.29). Schéma de la MADA dont le rotor alimenté par un cycloconvertisseur.

I.6.1.3. Troisième configuration: Stator alimenté par onduleur, rotor alimenté par un onduleur

Cette configuration consiste en une "MADA" dont les deux côtés, stator et rotor, sont alimentés par des onduleurs de tension. Elle peut prendre deux formes équivalentes :

- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun, ce dernier est donc une source d'alimentation commune aux deux côtés,
- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs (figure (I.30)), c'est le réseau qui est la source du couplage électrique existant entre les deux côtés [28].

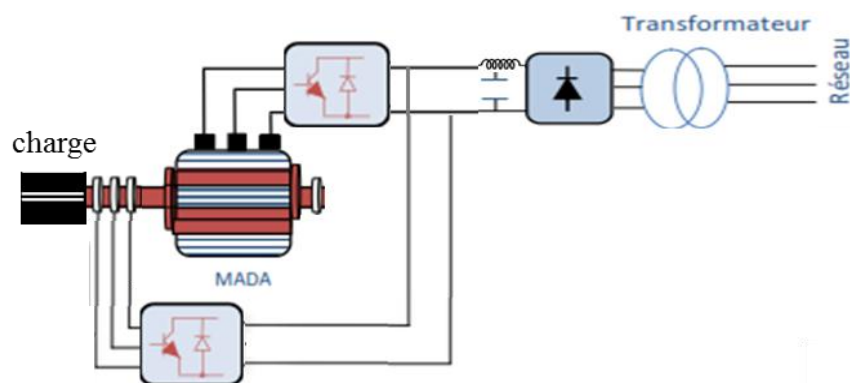


Figure (I.30). Schéma synoptique pour l'alimentation par deux onduleurs.

I.7. Principe du fonctionnement de la MADA en génératrice à vitesse variable

Pour expliquer le principe de fonctionnement, on néglige toutes les pertes. En prenant compte de cette hypothèse, la puissance P est fournie au stator traverse l'entrefer : une partie de cette puissance fournie, $(1-g)P$ est retrouvée sous forme de puissance mécanique ; le reste, gP sort par les balais sous forme de grandeurs alternatives de fréquence gf . Ces grandeurs, de fréquence

variable, sont transformées en énergie ayant la même fréquence que le réseau électrique, auquel elle est renvoyée par l'intermédiaire du deuxième convertisseur. Ce réseau reçoit donc $(1+g)P$. Les bobinages du rotor sont donc accessibles grâce à un système de balais et de collecteurs. Une fois connecté au réseau, un flux magnétique tournant à vitesse fixe apparaît au stator. Ce flux dépend de la réluctance du circuit magnétique, le nombre de spires de bobinage et le courant statorique [30] [31].

Pendant la rotation, le flux magnétique généré par le stator crée des forces électromotrices dans le bobinage du rotor. Le rapport entre les f.e.m créés au rotor (E_r) et au stator (E_s) est donné par la relation suivante :

$$\frac{E_r}{E_s} = \frac{N_r f_r}{N_s f_s} = g \frac{N_r}{N_s} \quad (\text{I.2})$$

N_r et N_s sont respectivement le nombre de spires des bobinages rotoriques et statoriques. Les courants au stator et au rotor sont définis comme dans le cas d'un transformateur parfait :

$$\frac{i_r}{i_s} = \frac{N_s}{N_r} \quad (\text{I.3})$$

Donc, le rapport entre la puissance P_r au rotor et la puissance P_s au stator devient :

$$\frac{P_r}{P_s} = \frac{I_r \cdot E_r}{I_s \cdot E_s} = g \quad (\text{I.4})$$

Cette équation montre que pour une puissance constante transmise au stator, plus on transmet de la puissance par le rotor, plus on augmente le glissement. La pulsation au stator (imposée par le réseau) étant supposée constante, il est donc possible de contrôler la vitesse de la génératrice (équation I.4) en agissant simplement sur la puissance transmise au rotor via le glissement g [30] [31].

I.8. Avantages et inconvénients de la MADA

Nous introduisons succinctement dans le tableau (I.4) les avantages et les quelques inconvénients de la Machine Asynchrone à Double Alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - La possibilité de modifier les caractéristiques du bobinage rotorique de la machine, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant et d'augmenter le couple durant le démarrage, ainsi que de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse [27]; - L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir une grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique, et par conséquent pour bien contrôler le transfert des puissances active et réactive [27]; - Le convertisseur coté rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la MADA, ce qui divise pratiquement leur prix par 3 par rapport à des convertisseurs dimensionnés pour la puissance nominale, les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs sont faibles dans ce cas, le rendement du système de conversion est ainsi amélioré [27]; - La possibilité de fonctionner à couple constant au delà de la vitesse nominale [29] [30]; - Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation [30]; - La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances [29], elle est envisagée pour des puissances élevées (> 1MW) où elle s'avère être une concurrente de la machine asynchrone à cage [27]; - La MADA est une "machine généralisée", effectivement c'est une machine pouvant "assurer" tous les fonctionnements des autres machines [27]. 	<ul style="list-style-type: none"> - Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente grâce à la présence du système bagues-balais [27] [29]; - Le surcoût engendré par la maintenance due à l'emploi d'un multiplicateur de vitesse et du système bagues-balais de la MADA, comparativement aux autres machines telles que: la machine synchrone à aimants permanents [27]; - L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs (redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) et par conséquent le prix. Pourtant certaines études prétendent le contraire [23].

Tableau (I.4). Avantages et inconvénients de la MADA.

I.9. Domaines d'application de la MADA

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

De plus, le fonctionnement en générateur présente la "MADA" comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée tel que [10]:

- Génération des réseaux de bord des navires ou des avions;
- Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable;
- Eoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable;
- Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

La "MADA" peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, tel que [23]:

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

Le second axe est consacré à une autre configuration des entraînements électriques avec la MADA qui est destinée à des applications industrielles telles le laminage, les enrouleurs dérouleurs, le pompage, la traction ferroviaire, la propulsion maritime ou encore toute application demandant une large plage de fonctionnement à puissance constante. Contrairement au cas précédent peu de travaux se sont intéressés à ce type de configuration avec un fonctionnement moteur [32].

I.10. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de jeter un coup d'œil sur les solutions électrotechniques possibles pour la production d'énergie électrique grâce à des turbines éoliennes. Quelques notions principales sur la technologie éolienne ont été données concernant principalement, les notions nécessaires à la compréhension du système de conversion de l'énergie éolienne, les différents types, les avantages et les inconvénients. La seconde partie de ce chapitre présente quelques systèmes de conversion de l'énergie éolienne utilisant des machines électriques (synchrones et asynchrones) pour la conversion électromécanique et leurs convertisseurs associés, adaptables à un système éolien fonctionnant en site isolé ou raccordés au réseau.

Par ailleurs, notre travail consiste à développer la conversion de l'énergie éolienne en utilisant la machine asynchrone à double alimentation MADA (fonctionnement générateur GADA). Ce dispositif présente un bon compromis entre la plage de variation de vitesse qu'il autorise et la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine. La modélisation et la commande de cette structure sera étudiée dans le prochain chapitre.

Chapitre II

***Modélisation et commande
d'un système éolien à vitesse
variable basé sur une MADA***

Chapitre : II

Modélisation et commande d'un système éolien à vitesse variable basé sur une MADA

II.1. Introduction

Actuellement, les éoliennes à axe horizontal sont largement plus utilisées que les éoliennes à axe vertical pour des raisons économiques liées à leur fabrication et à leur installation.

Parmi les éoliennes à axe horizontal, on distingue celles à vitesse fixe et celles à vitesse variable. Ces dernières sont les plus couramment utilisées pour la production d'énergie électrique sur le réseau électrique. En effet, les éoliennes à vitesse variable, contrairement aux éoliennes à vitesse fixe, fonctionnent sur une large plage de vitesses permettant ainsi une maximisation des puissances extraites pour de faibles vitesses du vent et le maintien d'une puissance constante pour des vitesses de vent élevées [3].

Dans le cadre de ce travail, nous avons donc choisi d'étudier une éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice électrique de type machine asynchrone à rotor bobiné, plus communément appelé Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA).

Ce chapitre traite la modélisation et la commande d'un système éolien à vitesse variable basé sur une MADA. Dans un premier temps, les modèles aérodynamique, mécanique et électrique de la chaîne de conversion électromécanique y sont présentés et examinés. Ensuite, la commande vectorielle permettant de contrôler indépendamment les puissances active et réactive est examinée. Enfin, des résultats de simulation pour deux points de fonctionnement (sans turbine et avec turbine) valident la commande présentée.

II.2. Description du système étudié

La chaîne de conversion éolienne sur laquelle sont basés les travaux de cette thèse est représentée sur la figure (II.1). Le stator est directement connecté au réseau alternatif, tandis que le rotor est alimenté depuis le convertisseur électronique de puissance par l'intermédiaire de bagues collectrices pour permettre à DFIG de fonctionner selon l'évolution de la vitesse du vent. En effet, le concept de base consiste à interposer un convertisseur de fréquence entre le générateur asynchrone à fréquence variable et le réseau à fréquence fixe. Le courant continu disponible à la sortie du convertisseur de puissance Côté Réseau (CCR) est filtré et convertie en courant alternatif à l'aide du Convertisseur Côté Machine (CCM). Nous utilisons deux contrôleurs: le mode glissant et

le mode glissement fluou pour montrer que les contrôleurs peuvent améliorer les performances des générateurs asynchrones doublement alimentés [6].

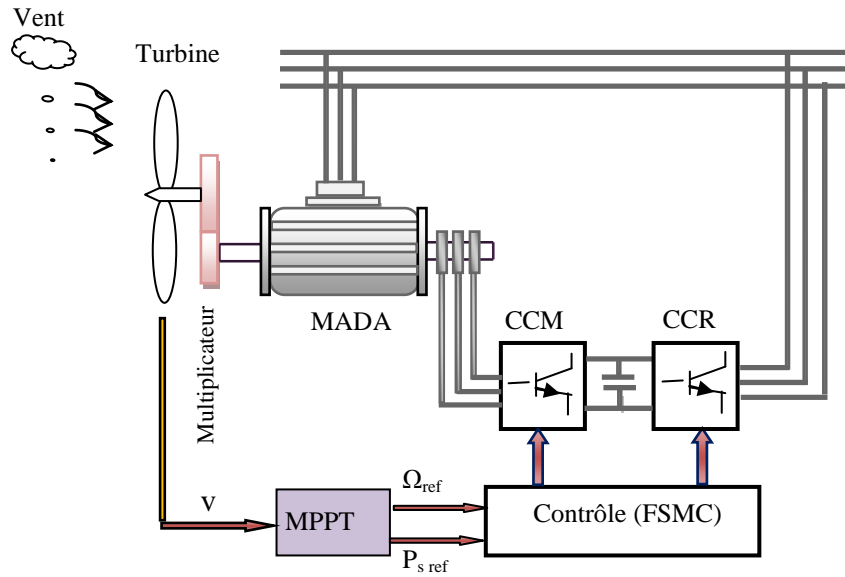


Figure (II.1). Système de conversion éolienne à base de la MADA.

II.3. Modélisation et stratégies de commande de la turbine éolienne

II.3.1. Loi de Betz

La théorie globale du moteur éolien à axe horizontal a été établie par Betz [33]. Il suppose que les pales sont placées dans un air animé à l'infini amont d'une vitesse V_1 et à l'infini aval d'une vitesse V_2 .

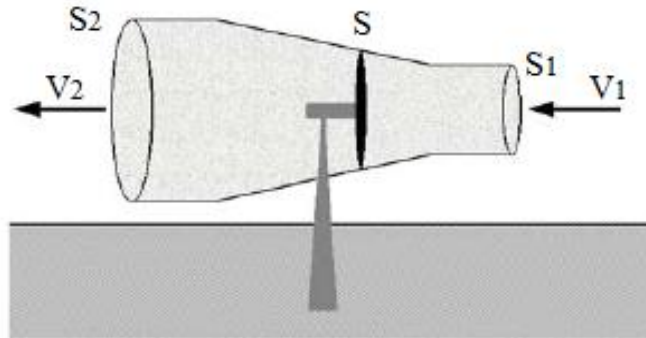


Figure (II.2). Tube de courant d'air autour d'une éolienne.

La masse d'air mobile de densité ρ traversant la surface S ($S = \pi R^2$) par unité de temps est donné par :

$$m = \frac{\rho \pi R^2 (V_1 + V_2)}{2} \tag{II.1}$$

La puissance mécanique extraite est exprimée par la seconde loi de Newton:

$$P_m = \frac{m(V_1^2 - V_2^2)}{2} = \frac{\rho \pi R^2 (V_1 + V_2)(V_1^2 - V_2^2)}{4} \tag{II.2}$$

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface S sans diminution de vitesse, soit à la vitesse V_1 , la puissance mécanique totale P_{mt} peut être extraite. P_{mt} s'exprime par:

$$P_{mt} = \frac{1}{2} \rho S V_1^3 \quad (\text{II.3})$$

Le rapport entre P_m et P_{mt} est appelé coefficient de puissance C_p formulé par:

$$C_p = \frac{P_m}{P_{mt}} = \frac{\left(1 + \frac{V_2}{V_1}\right) \left(1 - \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2\right)}{2} \quad (\text{II.4})$$

Cette valeur théorique est bien connue sous le nom de (limite de Betz) qui détermine la puissance maximale qui peut être extraite d'une vitesse de vent donnée. Cette limite ne peut être atteinte en réalité. Par conséquent, chaque éolienne est définie expérimentalement par son propre C_p (figure (II.3)) exprimé en fonction de la vitesse relative λ (V_1/V_2).

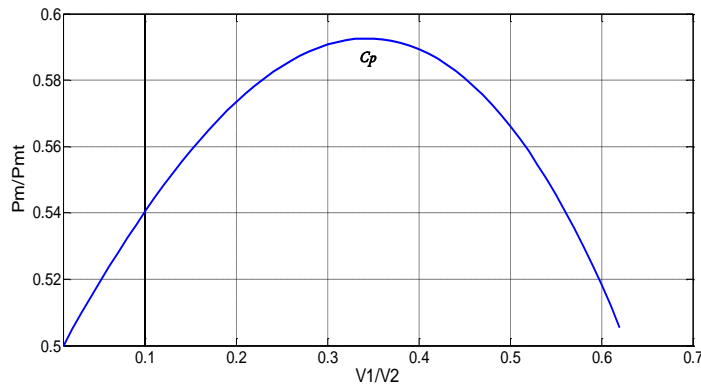


Figure (II.3). Evolution du coefficient de puissance de l'éolienne.

II.3.2. Modélisation de la turbine éolienne

L'énergie captée par la turbine est transmise à la génératrice (figure (II.4)). Dans ce cas la génératrice est une machine asynchrone à double alimentation, un multiplicateur de vitesse est inséré dans la transmission afin d'effectuer l'adaptation de vitesse.

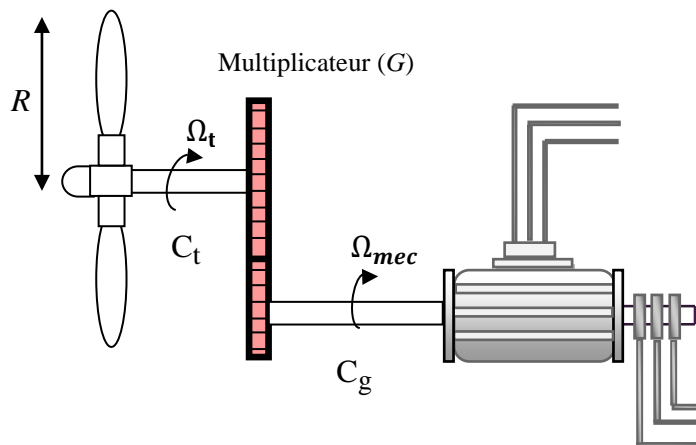


Figure (II.4). Schéma de la turbine éolienne.

II.3.2.1. La conversion aérodynamique

La puissance mécanique P_m disponible sur l'arbre d'un aérogénérateur s'exprime ainsi [34] [35] [36]:

$$P_m = \frac{1}{2} C_p (\lambda, \beta) \rho \pi R^2 v^3 \quad (\text{II.5})$$

Où R est le rayon de la turbine (m), ρ la densité de l'air (kg / m^3), v la vitesse du vent (m/s). Dans ce travail, l'équation C_p est approchée en utilisant une fonction non linéaire selon [6] [10] [35]:

$$C_p (\lambda, \beta) = (0.5 - 0.0167(\beta - 2)) \sin \left[\frac{\pi (\lambda + 0.1)}{18.5 - 0.3 (\beta - 2)} \right] - 0.00184 (\lambda - 3)(\beta - 2) \quad (\text{II.6})$$

Les caractéristiques de C_p en fonction de λ pour différentes valeurs de l'angle de calage β sont illustrées sur la figure (II.5). La valeur maximale de C_p ($C_{pmax}=0.5$) est atteinte pour $\beta = 2^\circ$ et $\lambda = 9.2$. Cette valeur particulière de λ est définie comme la valeur nominale λ_{nom} [6].

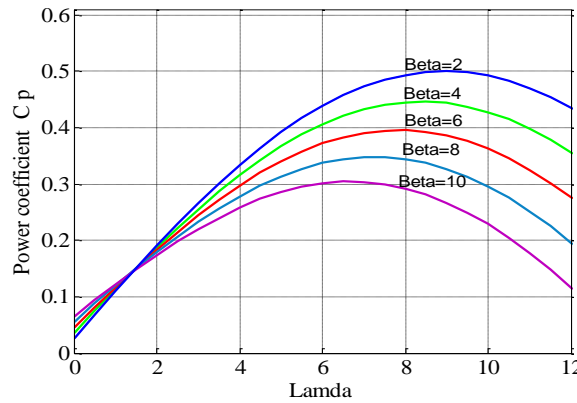


Figure (II.5). Evolution du coefficient de puissance de l'éolienne.

Le coefficient de puissance C_p représente le rendement aérodynamique, sa valeur dépend de celle de la vitesse relative de l'éolienne λ [6] [36] [37] :

$$\lambda = \frac{\Omega_t \cdot R}{V_1} = \frac{\Omega_{mec} \cdot R}{G V_1} \quad (\text{II.7})$$

La puissance mécanique extraite du vent est donnée par l'équation (II.5), le couple s'écrit alors de la manière suivante [6] :

$$C_t = \frac{P_m}{\Omega_t} = \frac{C_p (\lambda) \rho \pi R^2 v^3}{2 \cdot \Omega_t} \quad (\text{II.8})$$

Avec:

Ω_t : Vitesse de rotation de la turbine, Ω_{mec} : Vitesse de rotation de l'arbre du générateur.

Le modèle de l'éolienne peut être représenté par la figure (II.6) [6] :

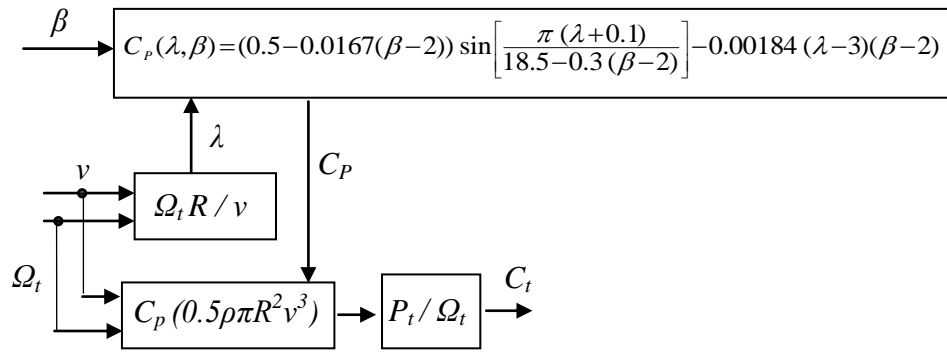


Figure (II.6). Modèle de la turbine éolienne.

II.3.2.2. Modèle du Multiplicateur

Le multiplicateur adapte la vitesse (lente) de la turbine à la vitesse de la génératrice (figure (II.7)),

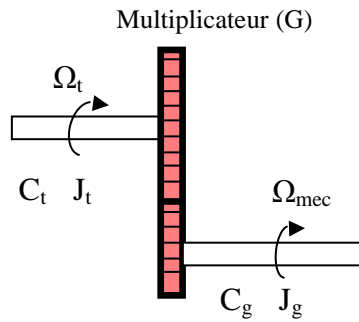


Figure (II.7). Modèle mécanique de la turbine éolienne.

Ce multiplicateur est modélisé mathématiquement par les équations suivantes [41] :

$$C_g = \frac{C_t}{G} \quad (\text{II.9})$$

Pour la vitesse, on aura :

$$\Omega_t = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (\text{II.10})$$

II.3.2.3. Equation mécanique de l'arbre

Le modèle mécanique proposé considère l'inertie totale J constituée de l'inertie de la turbine reportée sur le rotor de la génératrice.

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_g \quad (\text{II.11})$$

La modélisation de la transmission mécanique se résume donc comme suite [39]:

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} + f \Omega_{mec} = C_g - C_{em} \quad (\text{II.12})$$

II.3.2.4. Schéma bloc du modèle de la turbine

Nous pouvons établir le modèle de la turbine dont le schéma bloc est donné sur la figure (II.8) :

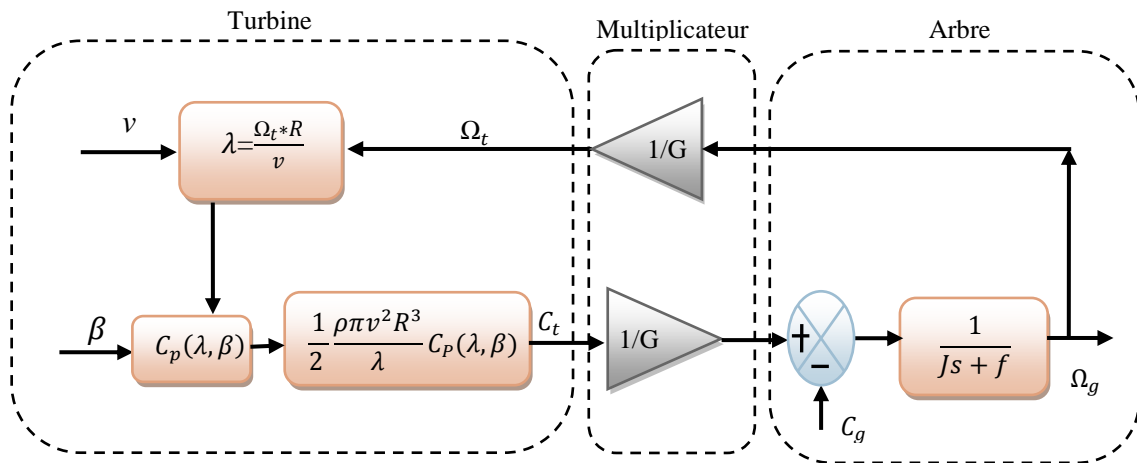


Figure (II.8). Schéma bloc du modèle du convertisseur éolien.

II.3.2.5. Modèle du système d'orientation des pales

Le système d'orientation des pales sert essentiellement à limiter la puissance générée. En réglant l'angle d'orientation des pales, on modifie les performances de la turbine et plus précisément le coefficient de puissance (figure (II.9)). Les pales sont face au vent en basse vitesse et pour les fortes vitesses elles s'inclinent pour dégrader le coefficient de puissance.

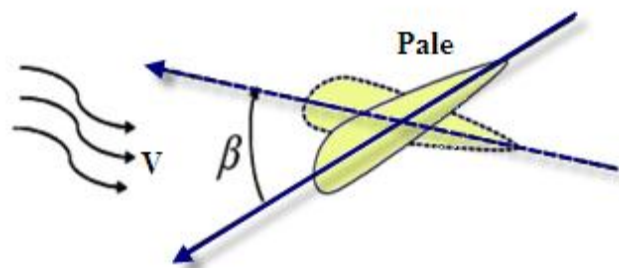


Figure (II.9). Orientation des pales.

La boucle de régulation de la vitesse de variation de l'angle de calage a été approchée par une fonction de transfert de 1^{er} ordre avec une constante de temps T_β [38].

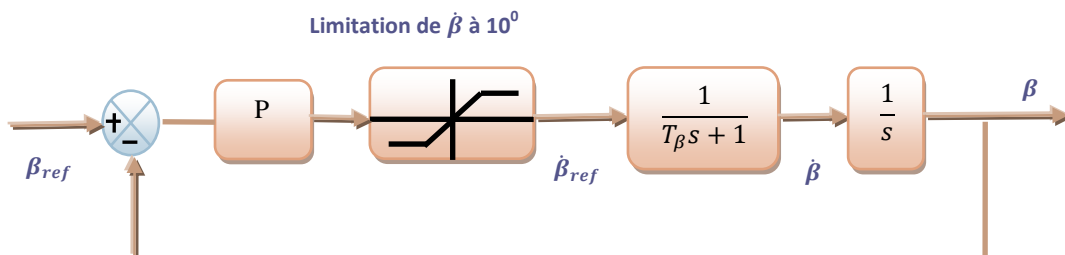


Figure (II.10). Boucle de régulation de l'angle de calage des pales.

II.3.3. Stratégie de commande de la turbine

II.3.3.1. Les différentes zones du fonctionnement de l'éolienne à vitesse variable

Il y a quatre zones de fonctionnement pour une éolienne (figure (II.11)) [30] [38] [40].

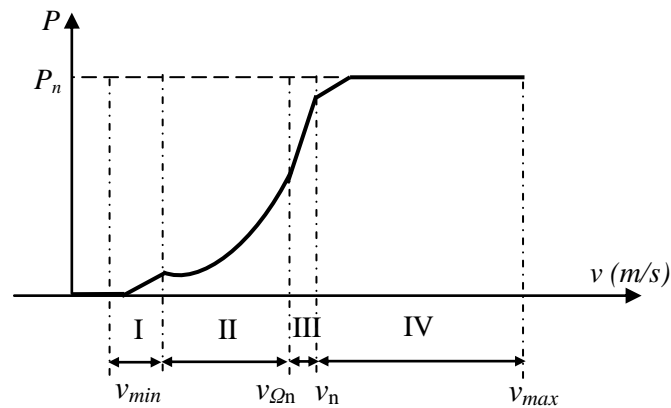


Figure (II.11). Caractéristique idéale puissance-vitesse d'une éolienne.

- **Zone I** : C'est la zone de démarrage de la machine, elle commence lorsque la vitesse mécanique est supérieure à une certaine vitesse (v_{min}).
- **Zone II** : Lorsque la vitesse de la génératrice atteint une valeur seuil, un algorithme de commande permettant l'extraction de la puissance maximale du vent est appliqué. Pour extraire le maximum de la puissance, l'angle de la pale est maintenu constant à sa valeur minimale, c'est à dire $\beta = 2^\circ$. Ce processus continue jusqu'à atteindre une certaine valeur de la vitesse mécanique.
- **Zone III** : Au delà, l'éolienne fonctionne à vitesse constante. Dans cette zone, la puissance de la génératrice atteint des valeurs plus importantes, jusqu'à 90% de la puissance nominale P_{nom} .
- **Zone IV** : Arrivée à la puissance nominale P_{nom} , une limitation de la puissance générée est effectuée à l'aide d'un système d'orientation des pales (pitch control).
- Au delà de la vitesse (v_{max}), un dispositif d'urgence est actionné de manière à éviter une rupture mécanique.

Dans ce qui suit nous sommes intéressés à la zone II ou la maximisation de l'énergie électrique extraite, cette opération est réalisée par le contrôle du couple électromagnétique générer.

II.3.3.2. Technique d'extraction du maximum de puissance

II.3.3.2.1. Commande dans la zone II (optimisation de la puissance)

Dans cette zone, on cherche à extraire le maximum de puissance du vent. Le système de contrôle vise à faire varier la vitesse de rotation de l'éolienne de manière à rester aux alentours de la valeur optimale de la vitesse spécifique $\lambda = \lambda_{opt}$. Comme l'angle de calage est fixe, le coefficient de puissance de l'éolienne est alors égal à sa valeur maximale $C_p max$.

La technique d'optimisation de la puissance utilisée dans cette zone de fonctionnement des éoliennes à vitesse variable est la technique de la MPPT [38].

II.3.3.2.2. Principe de la MPPT

La MPPT (Maximum Power Point Tracking) est une méthode de contrôle très fiable, robuste et simple à implanter. Elle consiste à déterminer la vitesse de la turbine qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée.

II.3.3.2.3. Commande indirecte de vitesse (sans asservissement de vitesse)

Ce mode de contrôle repose par action sur le couple (commande indirect de la vitesse) pour rechercher le maximum de puissance [6].

$$C_{t-opt} = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 V^2 \frac{C_p(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}} \tag{II.13}$$

Pour la ramener sur l'arbre rapide (l'arbre du générateur) il suffit de la diviser par le rapport du réducteur de vitesse G [6].

$$C_{g-opt} = \frac{1}{2G} \rho \pi R^3 V^2 \frac{C_p(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}} \tag{II.14}$$

Si le couple électromagnétique est commandé de manière à suivre le couple optimal, l'éolienne demeure autour de sa courbe du rendement optimal. Cette commande est basée sur une estimation de la vitesse du vent. Connaissant la vitesse de rotation de la turbine, la vitesse du vent sera déduite de l'équation de la vitesse spécifique comme suit:

$$V = \frac{R \Omega_t}{\lambda_{opt}} \tag{II.15}$$

D'où le couple éolien C_t peut être exprimé en fonction de la vitesse du rotor comme suit [6]:

$$C_{t-opt} = \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \frac{C_p(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}^3} \cdot \Omega_t^2 \tag{II.16}$$

On constate que le couple aérodynamique optimal est proportionnel au carré de la vitesse du rotor au point de fonctionnement:

$$C_{t-opt} = K_{opt} \Omega_t^2 \tag{II.17}$$

En régime permanent, l'équation mécanique s'écrit sous la forme:

$$\frac{C_t}{G} - C_g - f \Omega_g = 0 \tag{II.18}$$

En remplaçant C_t par son expression, on trouve:

$$\frac{K_{opt}}{G} \Omega_g^2 - C_g - f \cdot \Omega_g = 0 \tag{II.19}$$

Avec: $\Omega_g = G \cdot \Omega_t$ (II.20)

$$C_{g-opt} = \frac{K_{opt}}{G^3} \Omega_g^2 - f \cdot \Omega_g = 0 \tag{II.21}$$

Cette expression donne le couple qui doit être imposé à la génératrice pour assurer le fonctionnement optimale de l'éolienne. Le schéma bloc de cette structure de commande est donné par la figure (II.12) [6].

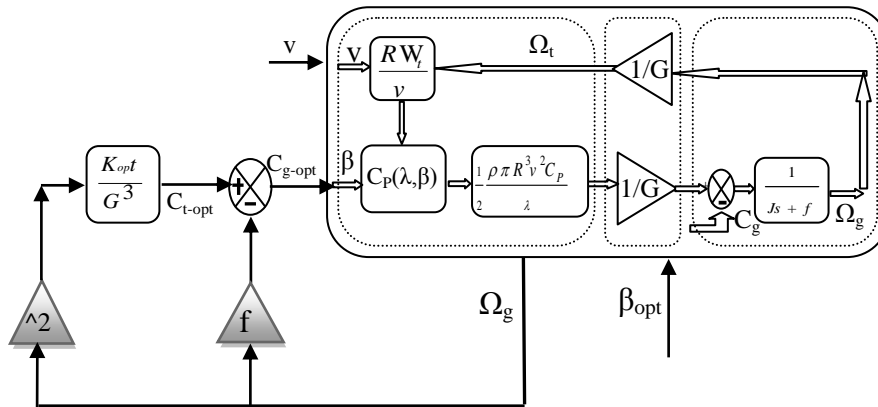


Figure (II.12). Commande indirect de vitesse (Zone II).

II.3.4. Résultats de simulation

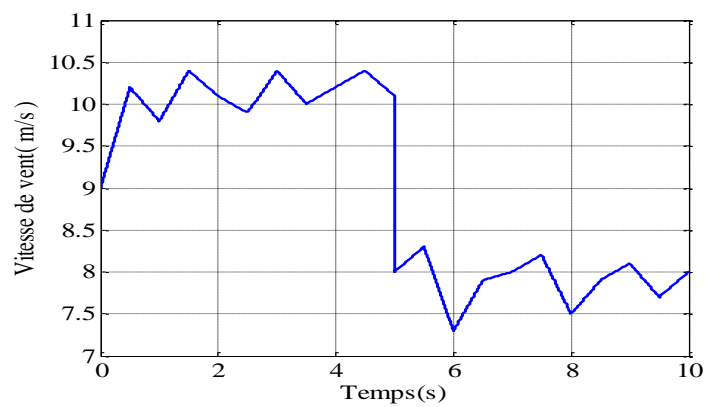


Figure (II.13). Profil du vent.

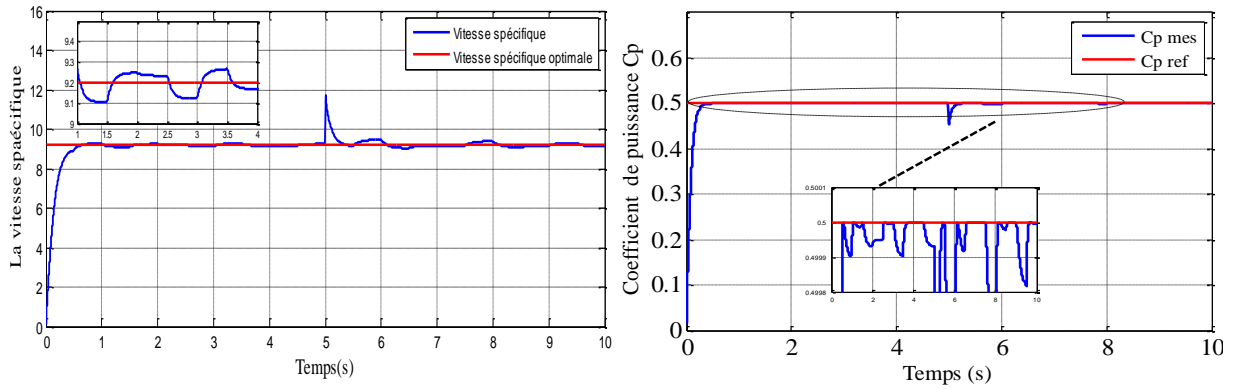


Figure (II.14). La vitesse spécifique et le coefficient de puissance.

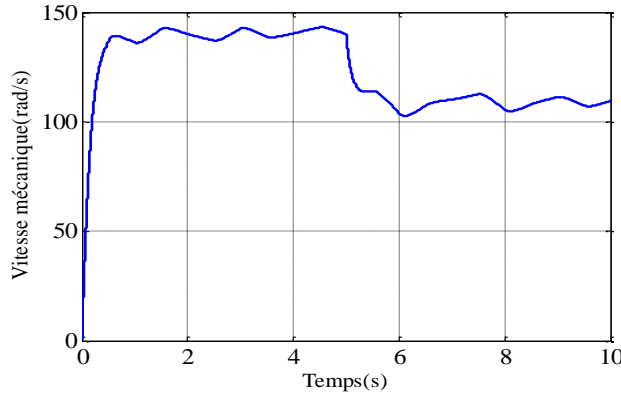


Figure (II.15). La vitesse mécanique.

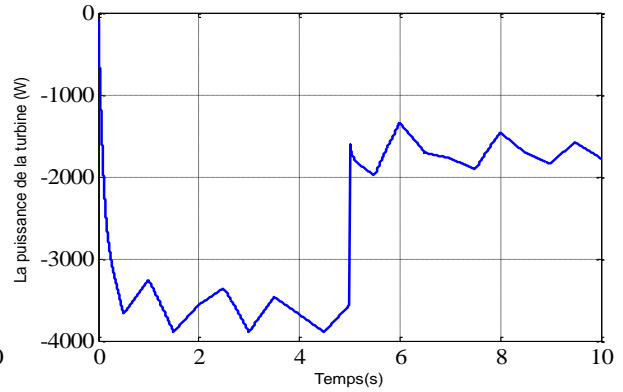


Figure (II.16). La puissance de la turbine.

II.3.4.1. Interprétations des résultats

A travers l'évolution du coefficient de puissance (figures (II.14)), nous pouvons remarquer que celui-ci est dans le voisinage de sa valeur maximale théorique. Ce coefficient est obtenu pour un angle de calage β fixe ($\beta=2^0$) qui nous donne un λ optimale. On remarque que le C_p atteint une valeur maximale de 0.5, Ce résultat de simulation montre la fiabilité de la commande sans asservissement de la vitesse du vent.

La figure (II.13) présente le profil du vent qui sera appliqué pour la turbine éolienne. Les résultats de simulation montrent que la variation de la puissance électrique est adaptée à la variation de la vitesse de la génératrice, et cette dernière, est adaptée à la variation de la vitesse du vent. Ceci montre l'influence de la variation de la vitesse mécanique en fonction de la vitesse du vent sur la puissance électrique produite.

II.4. Mise en équation de la MADA

Afin de modéliser la MADA, nous allons déterminer le modèle d'une machine asynchrone à rotor bobiné de la même manière que le modèle de la machine asynchrone à cage sauf comme différence l'existence de tensions rotoriques non nulles.

➤ Hypothèses simplificatrices

Pour simplifier l'étude de la machine asynchrone idéalisée, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes [21]:

- ✓ La machine est constituée d'un stator et d'un rotor cylindrique et coaxiaux dont les enroulements sont symétriques triphasés et répartis d'une façon sinusoïdale dans les encoches. Les trois enroulements statoriques, respectivement rotoriques, sont supposés identiques;
- ✓ l'épaisseur de l'entrefer est uniforme ce qui conduit à une perméance d'entrefer constante;
- ✓ Nous négligeons la saturation du circuit magnétique ainsi que son hystérésis, ce qui permet de définir des inductances constantes;
- ✓ L'induction dans l'entrefer est à répartition sinusoïdale;
- ✓ La composante homopolaire du courant est nulle;
- ✓ Nous tenons compte des fondamentaux des grandeurs alternatives seulement;
- ✓ Nous ne tenons compte que des pertes Joules dans la machine. Nous négligeons les pertes fer.

II.4.1. Modèle mathématique de la MADA

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représenté schématiquement par la figure (II.17) et dont les phases sont repérées respectivement a_s, b_s, c_s et a_r, b_r, c_r et l'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases a_r et a_s choisis comme axes de référence [21].

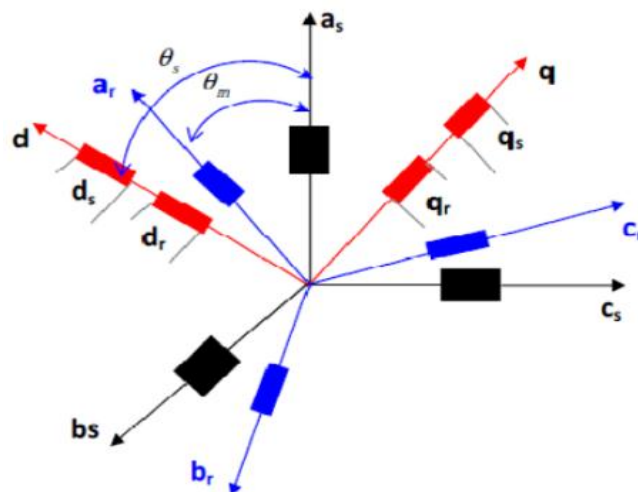


Figure (II.17). Représentation simplifiée de la MADA.

Les deux axes d et q , sont perpendiculaires et serviront à transformer les équations de la machine. Leurs positions peuvent être quelconques vue l'isotropie du stator et du rotor. L'angle θ_m caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

II.4.1.1. Equations électriques

Sous les hypothèses couramment posés, les équations de la machine asynchrone à rotor bobiné dans un repère triphasé s'écrivent de la manière suivante [41] :

$$\begin{cases} [V_{s abc}] = [R_s][I_{s abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s abc}] \\ [V_{r abc}] = [R_r][I_{r abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{r abc}] \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

$$[V_{s abc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} ; [I_{s abc}] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} ; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; [\varphi_{s abc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[V_{r abc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} ; [I_{r abc}] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} ; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} ; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} .$$

II.4.1.2. Equations magnétiques

Les équations magnétiques sous forme matricielle sont données par les expressions:

$$\begin{cases} [\varphi_{s abc}] = [L_s][I_{s abc}] + [M_{sr}][I_{r abc}] \\ [\varphi_{r abc}] = [L_r][I_{r abc}] + [M_{rs}][I_{s abc}] \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

$$\text{Avec: } [L_s] = \begin{bmatrix} \dot{e} l_s & M_s & M_s \dot{u} \\ \dot{e} M_s & l_s & M_s \dot{u} \\ \dot{e} M_s & M_s & l_s \dot{u} \end{bmatrix} ; [L_r] = \begin{bmatrix} \dot{e} l_r & M_r & M_r \dot{u} \\ \dot{e} M_r & l_r & M_r \dot{u} \\ \dot{e} M_r & M_r & l_r \dot{u} \end{bmatrix}$$

$[M_{sr}]$ est la matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator-rotor donnée par:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

II.4.1.3. Les équations de tension

Les expressions des tensions statorique et rotorique suivant l'axe (d, q) sont données par [42] [43] [44]:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt}(\varphi_{sd}) - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt}(\varphi_{sq}) + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt}(\varphi_{rd}) - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt}(\varphi_{rq}) + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

II.4.1.4. Equations magnétiques

De la même manière, les équations des flux sont données par [42] [43] [44]:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

L'équation mécanique de la machine est donnée comme suit :

$$C_{em} - C_r - f \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.26})$$

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

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (\varphi_{sq} I_{rd} - \varphi_{sd} I_{rq}) \quad (\text{II.27})$$

Les puissances actives et réactives statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

$$\begin{cases} P_r = V_{rq} I_{rq} + V_{rd} I_{rd} \\ Q_r = V_{rq} I_{rd} - V_{rd} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

II.4.2. Mise sous forme d'équation d'état

Pour la génératrice asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tensions statoriques et rotoriques. En considérant les flux statoriques et les courant rotoriques comme des variables d'état, alors le modèle de la MADA est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II.30})$$

$$\text{Avec } [X] = \begin{bmatrix} I_{dr} & I_{qr} & \varphi_{ds} & \varphi_{qs} \end{bmatrix}^t ; \quad [U] = \begin{bmatrix} V_{ds} & V_{qs} & V_{dr} & V_{qr} \end{bmatrix}^t$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\delta & \omega_r & \alpha & -\beta(\omega_s - \omega_r) \\ -\omega_r & -\delta & -\beta(\omega_s - \omega_r) & \alpha \\ \frac{M}{T_s} & 0 & -\frac{1}{T_s} & \omega_s \\ 0 & \frac{M}{T_s} & -\omega_s & -\frac{1}{T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

$T_s, T_r, \sigma, \alpha, \beta$ et δ des constantes sont définies comme suit :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} ; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} ; \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} ; \quad \alpha = \frac{M}{\sigma T_s L_r L_s} ; \quad \beta = \frac{M}{\sigma L_r L_s} ; \quad \delta = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{T_s L_r L_s} \right)$$

II.4.3. Résultats de simulation de la MADA

II.4.3.1. Fonctionnement moteur

Les résultats de simulation présentée dans les figures ci-dessous sont ceux obtenus pour le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation fonctionnement Moteur (MADA), alimentée par une source de tension triphasée au niveau du stator avec une fréquence du réseau qui est 50Hz et d'amplitude de $220V \cdot \sqrt{2}$ en appliquant un couple résistant $C_r = 5N.m$ à $t = 3s$.

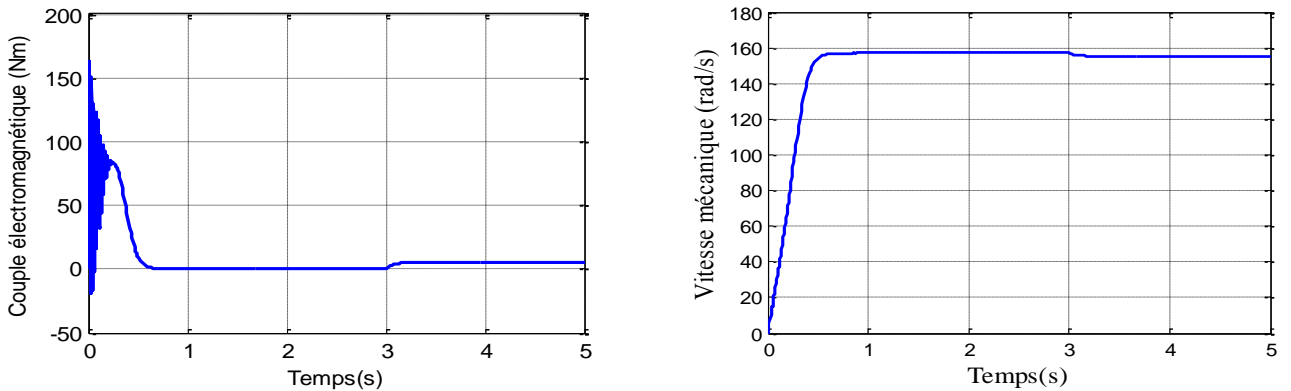


Figure (II.18). Le couple électromagnétique et la vitesse mécanique du MADA.

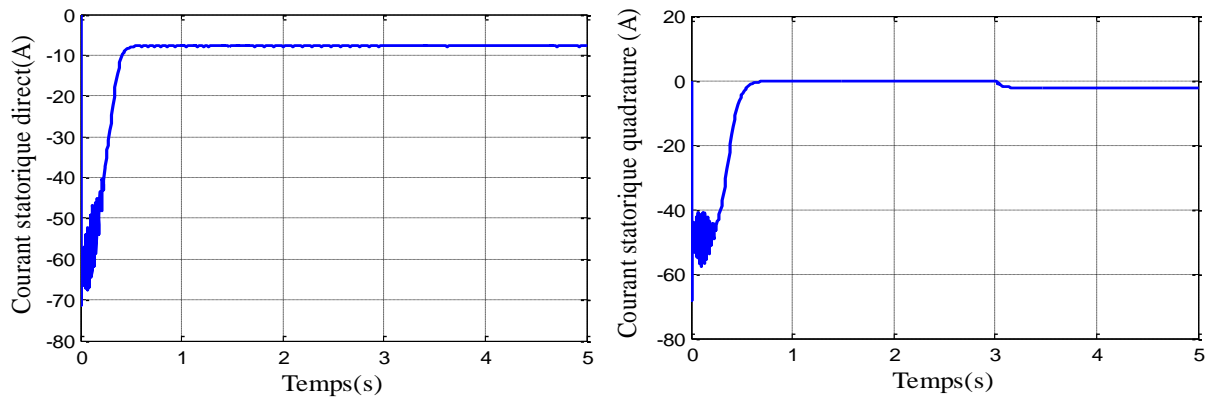


Figure (II.19). Les composantes du courant statoriques du MADA.

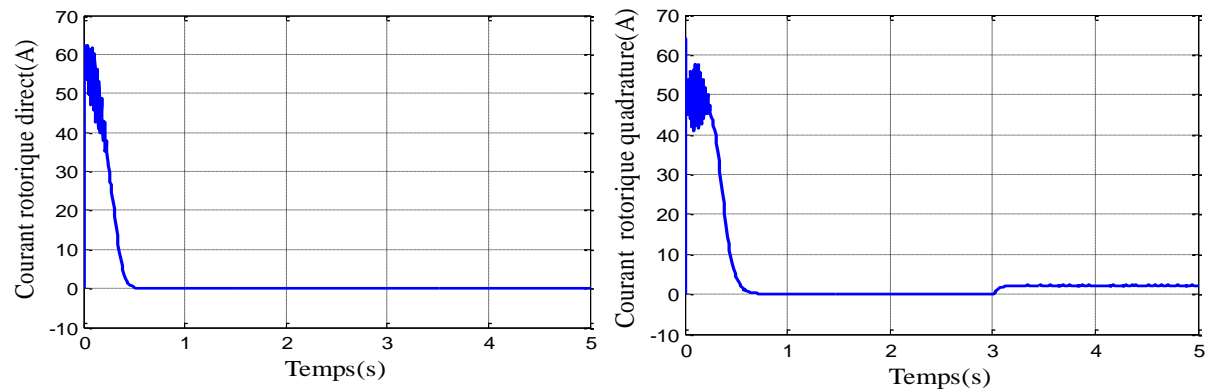


Figure (II.20). Les composantes du courant rotoriques du MADA.

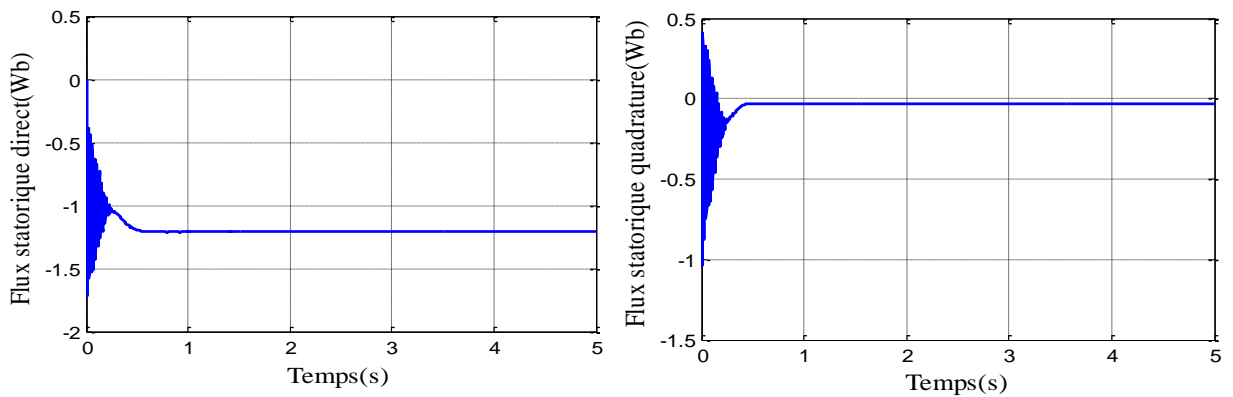


Figure (II.21). Les composantes du flux statoriques du MADA.

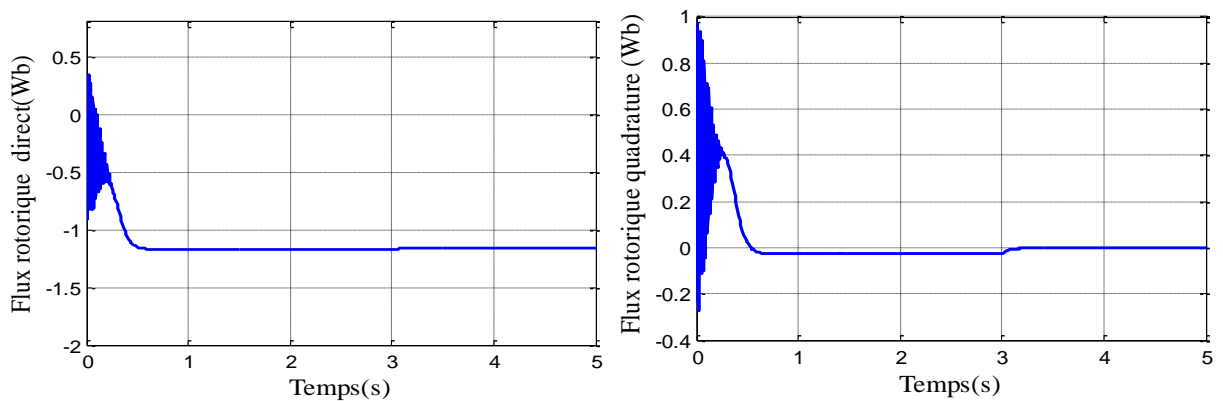


Figure (II.22). Les composantes du flux rotoriques du MADA.

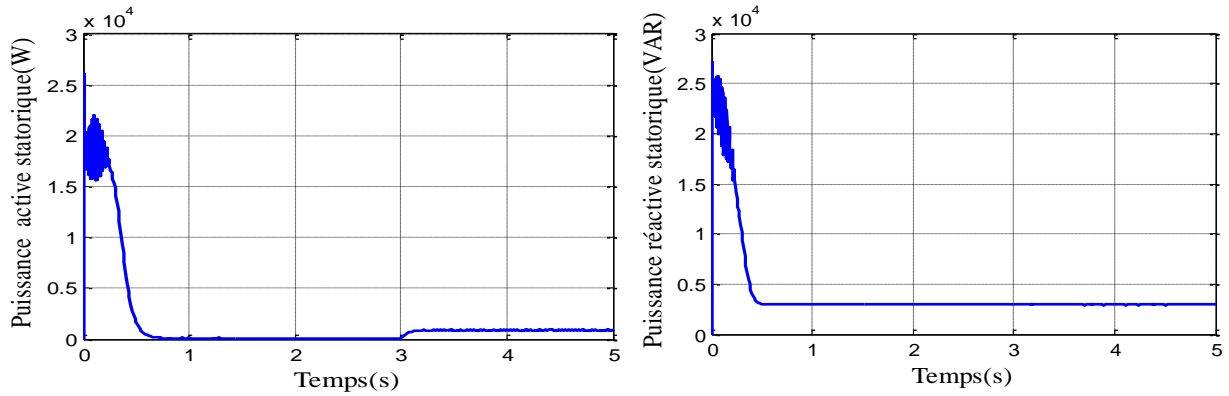


Figure (II.23). La puissance active et réactive statoriques du MADA.

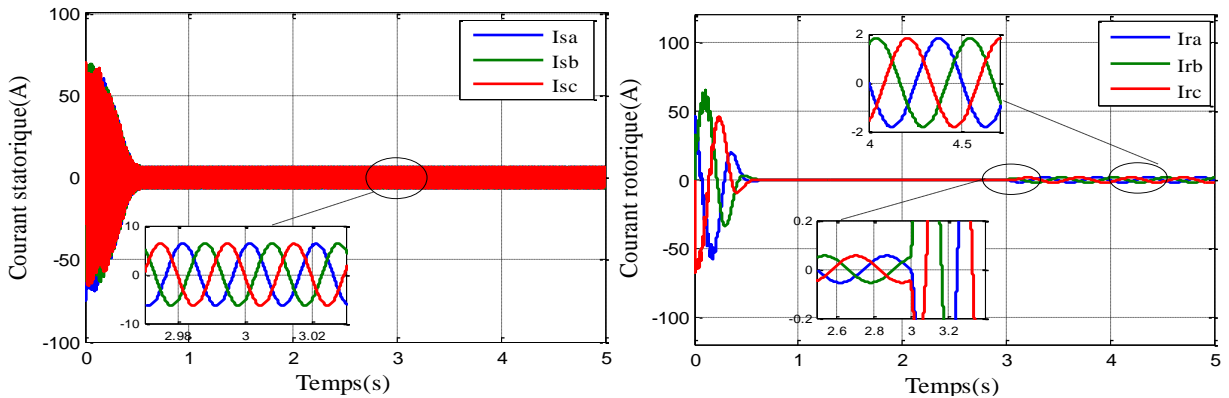


Figure (II.24). Les courants statoriques et rotoriques triphasés (a,b,c) du MADA.

II.4.3.1.1. Interprétations des résultats

La modélisation et la simulation de la MADA ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, le flux et des courants. On remarque que toutes les grandeurs passent par un régime transitoire avant l'établissement au régime permanent. Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants importants. Après le régime transitoire les courants diminuent et à l'instant de l'application de la charge ils augmentent de nouveau.

Au démarrage, le couple électromagnétique présente un pic important et des oscillations. Lors de l'application d'un couple résistant se traduit par une augmentation du couple électromagnétique et une diminution de la vitesse à cause d'un glissement plus important qui se répercute sur les courants rotoriques. Les résultats obtenus montrent bien le couplage existant entre les différentes variables de la machine. Donc, pour améliorer la réponse dynamique de la machine et éliminer le couplage existant entre le couple et le flux, on a recours à la commande vectorielle qui permet d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux et un réglage de la vitesse.

II.4.3.2. Fonctionnement générateur

Les résultats de simulation sont ceux obtenus pour le modèle d'une machine asynchrone à

double alimentation fonctionnement Générateur (GADA), entraînée à une vitesse fixe égale à 1440 tr/min, alimentée directement par deux sources de tension triphasée parfaites, l'une au niveau du stator avec une fréquence du réseau qui est 50Hz et d'amplitude de $(220*\sqrt{2} \text{ V}; 100*\pi \text{ rad/s}; 50\text{Hz})$ et l'autre au niveau du rotor $(12*\sqrt{2} \text{ V}; 4*\pi \text{ rad/s}; 2\text{Hz})$.

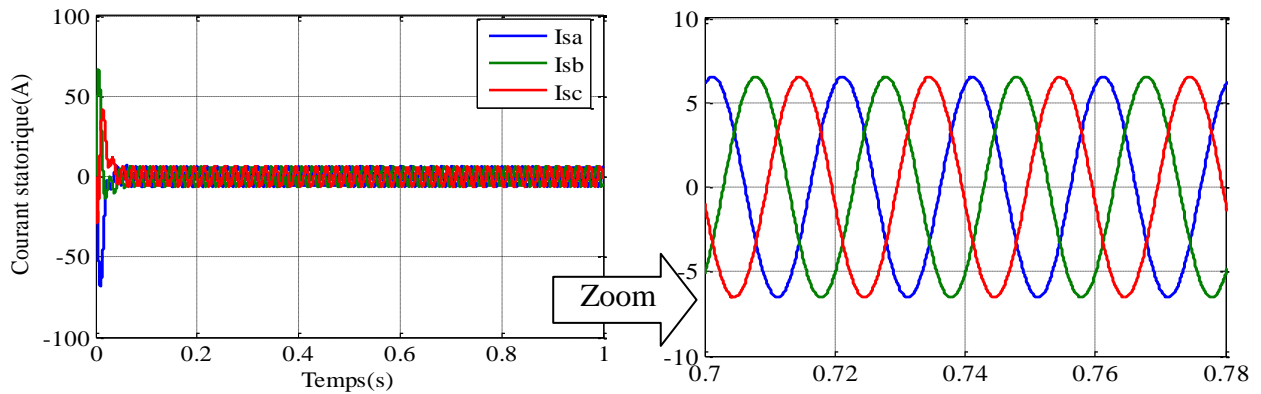


Figure (II.25). Les courants statoriques triphasés avec zoom.

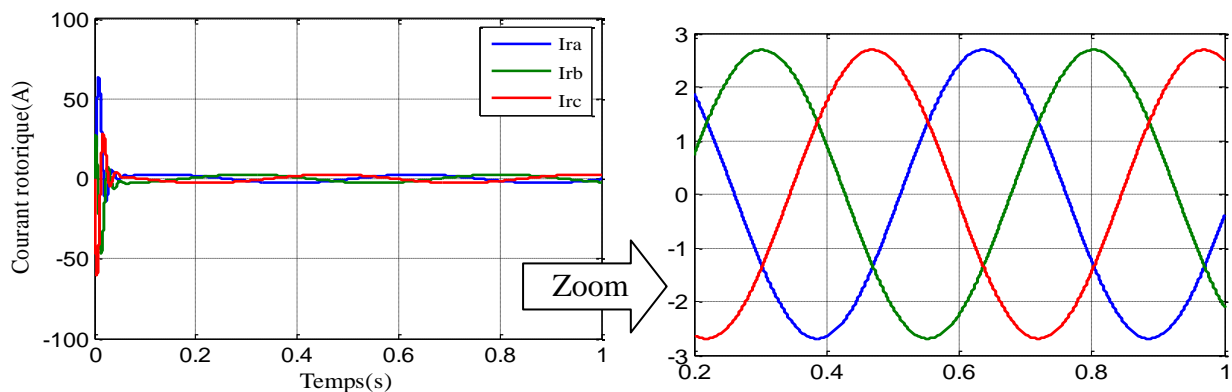


Figure (II.26). Les courants rotoriques triphasés avec zoom.

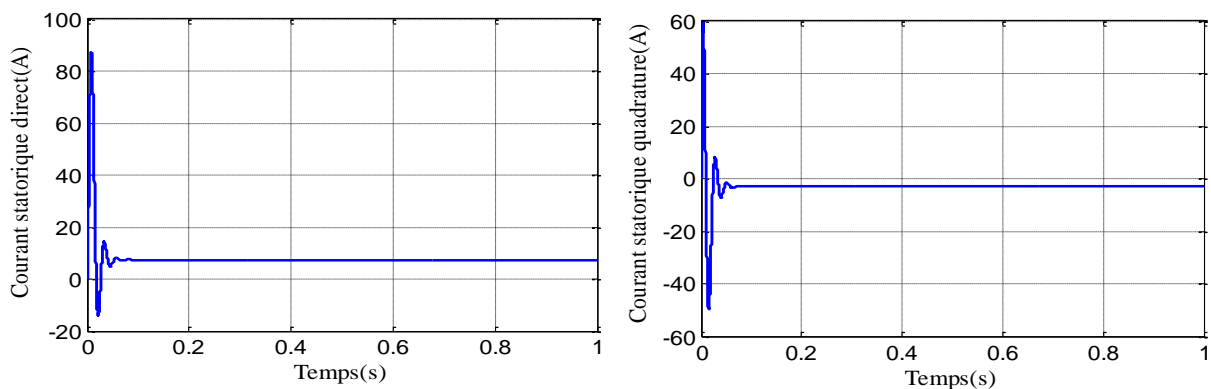


Figure (II.27). Les composantes du courant statorique de la GADA (d-q).

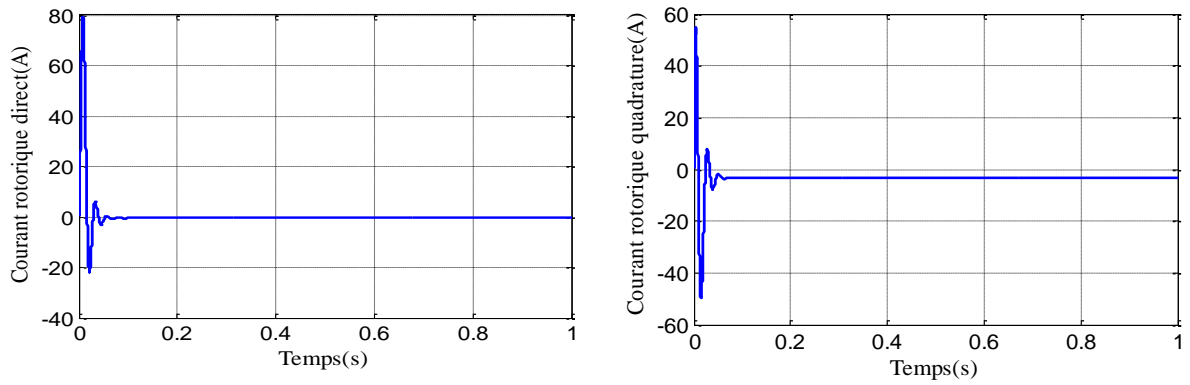


Figure (II.28). Les composantes du courant rotorique de la GADA (d-q).

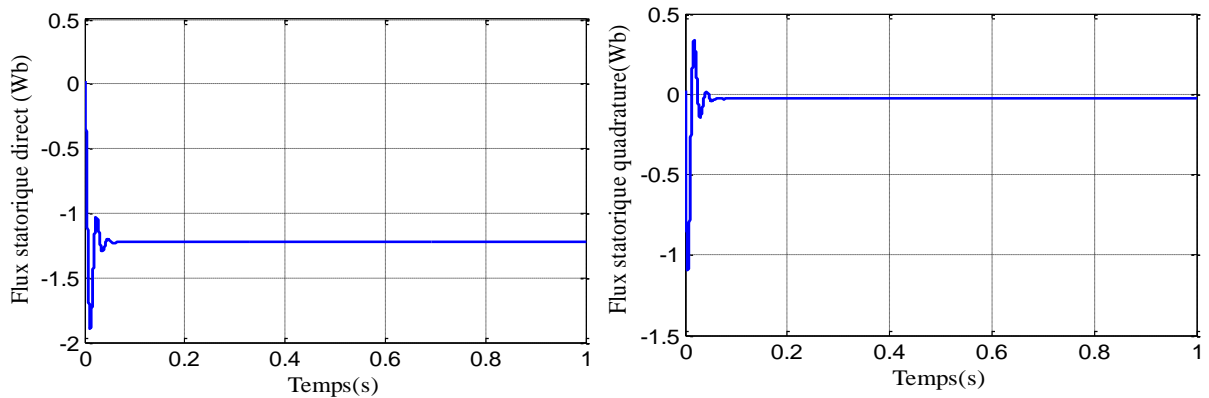


Figure (II.29). Les composantes du flux statorique de la GADA (d-q).

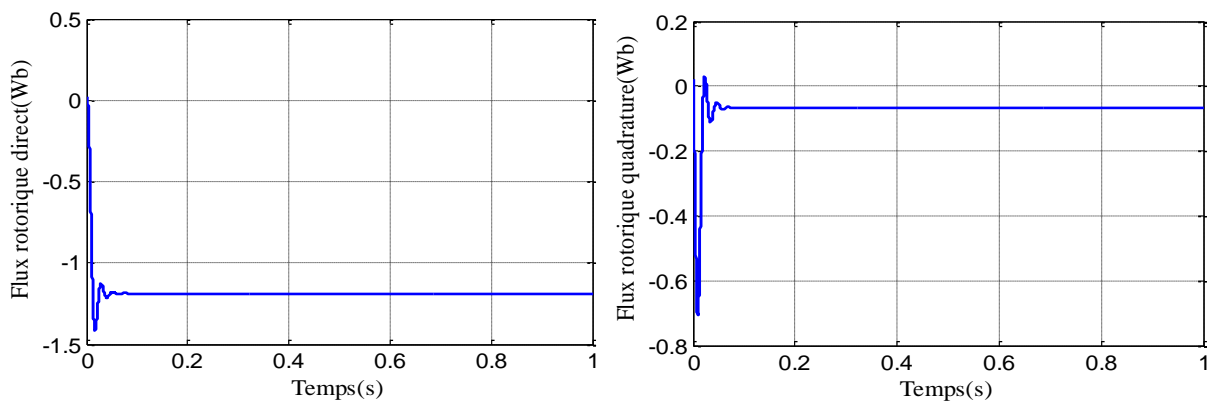


Figure (II.30). Les composantes du flux rotorique de la GADA (d-q).

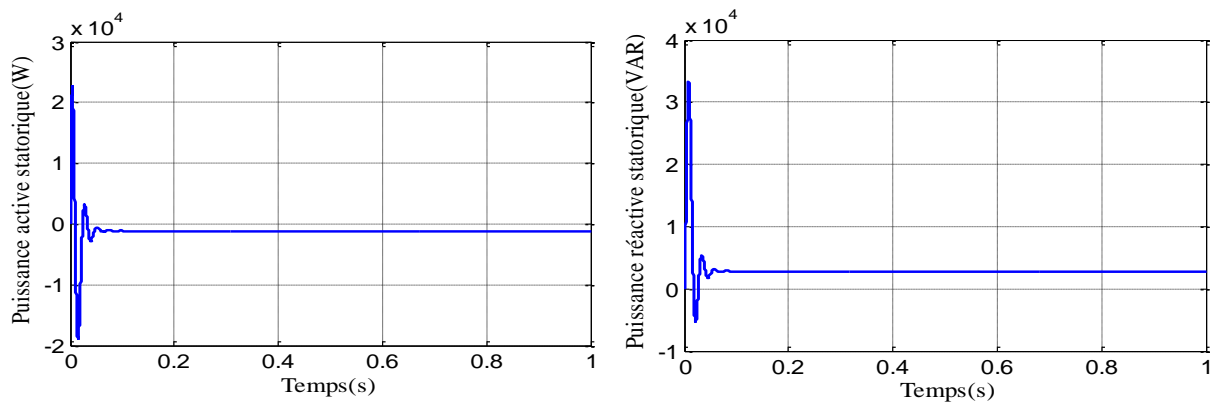


Figure (II.31). Les puissances active et réactive statoriques de la GADA.

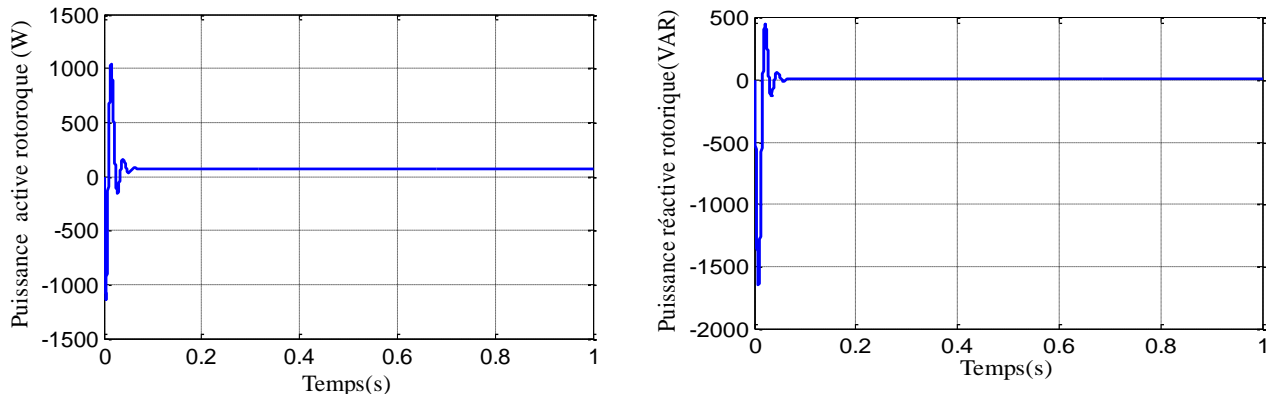


Figure (II.32). Les puissances active et réactive rotoriques de la GADA.

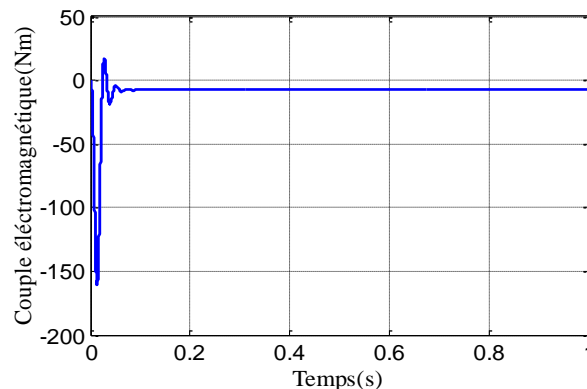


Figure (II.33). Couple électromagnétique.

II.4.3.2.1. Interprétations des résultats

Les résultats de simulation obtenus montrent les pics importants des courants statoriques et rotoriques pendant le démarrage, après un temps égal à environ 0.04 s, ils se stabilisent et prennent leurs formes sinusoïdales avec une fréquence de 50Hz pour les courants statoriques. On remarque que l'augmentation au niveau de la tension rotorique implique d'augmentations au niveau des grandeurs de la machine, et on peut signaler aussi que la tension et la fréquence rotorique ont une influence sur les grandeurs de la génératrice, et une influence sur la puissance au niveau de stator.

II.5. La commande vectorielle de la machine à double alimentation

II.5.1. Introduction

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser des meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la génératrice asynchrone double alimentée.

Dans cette optique, nous avons utilisé une loi de commande pour la MADA basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour la faire fonctionner en génératrice. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations vont permettre

d'agir sur les signaux rotoriques en vue de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la machine et le réseau [45].

Pour établir la commande vectorielle de la génératrice, on considère l'hypothèse simplificatrice que les enroulements statoriques ou rotoriques de la machine sont supposés triphasés équilibrés, donc toutes les composantes homopolaires sont nulles. Ensuite, on calcule le régulateur nécessaire pour la commande, et enfin on termine par les résultats de la simulation qui valident cette commande.

II.5.2. Principe de la commande vectorielle

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est d'améliorer leur comportement statique et dynamique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu.

Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre le courant et le flux, naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant d'excitation producteur de flux et le courant de l'induit producteur de couple).

Dans notre cas le découplage se fait entre la puissance active et réactive du stator. La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d, q) où l'un de ces axes coïncide avec la direction désirée du flux qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer.

Ce repère nous permet d'avoir deux composantes directe et en quadrature, l'une du flux statorique et l'autre du courant rotorique [45].

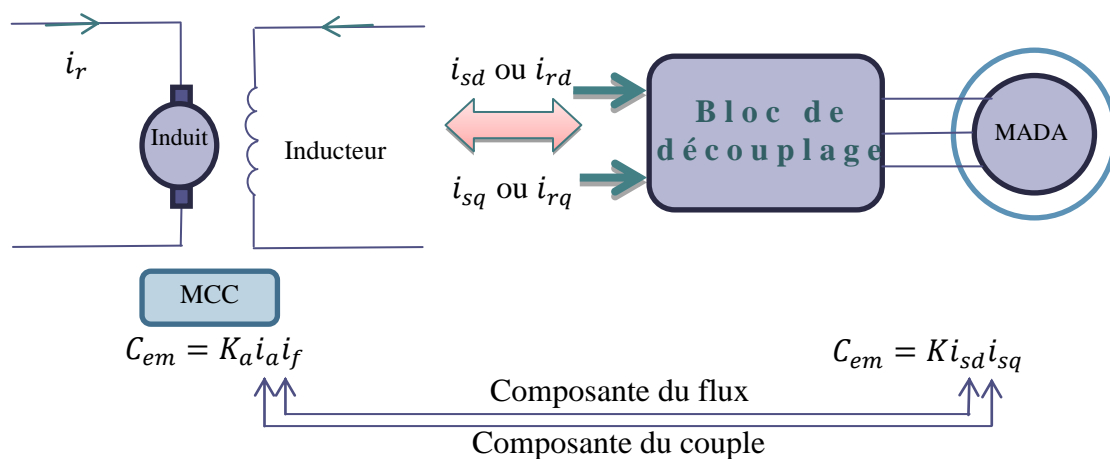


Figure (II.34). Analogie entre MCC à excitation séparée et MADA.

Avec un flux statorique constant et orienté, $\varphi_{sd} = \varphi_s$ et $\varphi_{sq} = 0$, ces équations peuvent se simplifier sous la forme suivante [46]:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt}(\varphi_{rd}) - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt}(\varphi_{rq}) + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Le vecteur de tension du stator est par conséquent en avance de quadrature par rapport au vecteur de flux de stator. Par conséquent, $V_{sd} = 0$ et $V_{sq} = V_s$. Afin d'élaborer des angles de transformation pour les variables stator et rotor, la pulsation du stator et la vitesse mécanique doivent être mesurées. Le réglage de différents vecteurs et angles de transformation déduits de ces mesures est montré à la figure (II.35) [46] [47].

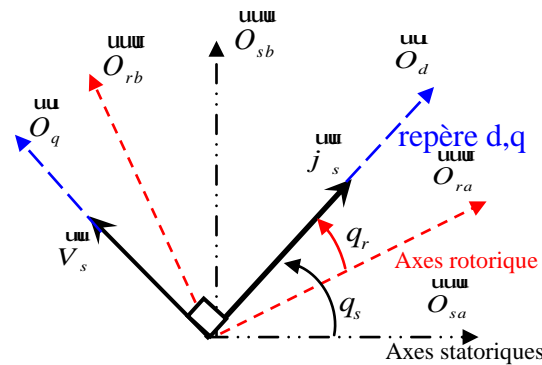


Figure (II.35). Vecteurs courant et flux dans le système d'axe choisi.

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

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt}(\varphi_{rd}) - \omega_r \varphi_{rd} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt}(\varphi_{rq}) + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

De la même manière que pour les tensions, les équations des flux deviennent [47]:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} - M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} - M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

A partir de l'équation du flux, nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques [47]:

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\varphi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{rd} \\ I_{sq} = -\frac{M}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Le couple a pour expression :

$$C_{em} = p(M/L_s)(I_{rd}\varphi_{sq} - I_{rq}\varphi_{sd}) \quad (\text{II.36})$$

Avec une orientation du flux statorique telle que $\varphi_{sq} = 0$; on obtient une expression simplifiée :

$$C_{em} = -p(M/L_s)I_{rq}\varphi_s \quad (\text{II.37})$$

On voit que le couple électromagnétique est proportionnel au courant I_{rq} si le flux est maintenu constant. Le courant I_{rq} sera variable par action sur la tension V_{rq} .

Le flux contrôle le réglage du courant I_{rd} . Ce dernier est devient variable par action sur la tension V_{rd} . Nous pouvons déterminer la référence de la composante directe et en quadrature du courant rotorique, à partir des puissances active et réactive.

Pour pouvoir contrôler facilement la production d'énergie par la MADA, il est pratique d'élaborer un modèle pour le contrôle indépendant des puissances active et réactive. Un tel modèle peut être élaboré en établissant les relations qui lient les puissances active et réactive aux courants et tension rotoriques imposés par l'onduleur.

II.5.3.1 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

Dans un repère diphasé, les puissances active et réactive statoriques d'une machine asynchrones s'écrivent [2]:

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

L'adaptation de ces équations au système d'axe choisi et aux hypothèses simplificatrices effectuées dans notre cas ($V_{sd} = 0$) donne :

$$\begin{cases} P_s = V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

En remplaçant I_{sd} et I_{sq} par leurs expressions, nous obtenons [47]:

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - V_s \frac{M}{L_s} I_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Les tensions rotoriques diphasées sont les grandeurs à imposer pour contrôler les courants rotoriques. V_{rd} et V_{rq} sont ainsi considérés comme des variables de commande qui sont générées par le bloc de contrôle à flux orienté (Figure (II.36)) et les courants rotoriques I_{rd} et I_{rq} comme des variables d'état. Les tensions rotoriques sont ainsi fonction des grandeurs de consigne P_{ref} et Q_{ref} [6].



Figure (II.36). Bloc de contrôle à flux orienté.

$$\begin{cases} P_{s-ref} = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq-ref} \\ Q_{s-ref} = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - V_s \frac{M}{L_s} I_{rd-ref} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Compte tenu du repère choisi et des approximations faites, et si l'on considère l'inductance magnétisante M comme constante, le système obtenu liée de façon proportionnelle à la puissance active au courant rotorique d'axe q et la puissance réactive au courant rotorique d'axe d . La constante : $\frac{V_s^2}{\omega_s L_s}$ près imposée par le réseau.

II.5.3.2. Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques

A partir du système d'équation (II.35) et on en remplaçant les courants statoriques par leurs expressions, les expressions des flux rotoriques peuvent être écrites sous la forme suivante [6]:

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) I_{rd} + \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \\ \varphi_{rq} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Ces expressions des flux rotoriques d'axe d et q sont alors intégrées aux expressions tensions rotoriques diphasées de l'équation (II.33). Nous obtenons alors :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \frac{dI_{rd}}{dt} - g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \frac{dI_{rq}}{dt} + g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) I_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

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

$$\begin{cases} V_{rd} = [R_r + (L_r - \frac{M^2}{L_s})s]I_{rd} - g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})I_{rq} \\ V_{rq} = [R_r + (L_r - \frac{M^2}{L_s})s]I_{rq} + g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})I_{rd} + g \frac{MV_s}{L_s} \end{cases} \quad (II.44)$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire [6]:

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} - g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})I_{rd} + g \frac{MV_s}{L_s} \end{cases} \quad (II.45)$$

$[R_r + (L_r - \frac{M^2}{L_s})s]$: est le terme de couplage entre les deux axes.

$g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})$: représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

Nous pouvons élaborer le modèle pour le contrôle des puissances tel qu'il est présenté par le schéma bloc suivant [36] [44] [48]:

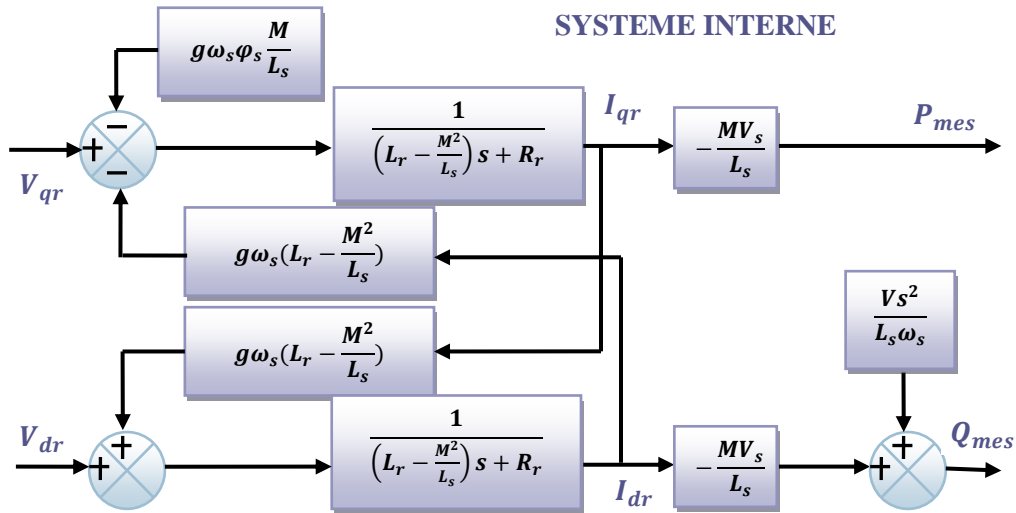


Figure (II.37). Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances.

Les grandeurs de référence pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe q rotorique et la puissance réactive pour l'axe d rotorique. La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la

qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau. La consigne de puissance active devra permettre de garder le coefficient de puissance de l'éolienne optimal.

II.5.3.3. Type des régulateurs utilisés

Nous allons maintenant procéder à la synthèse de régulateurs nécessaires à la réalisation de la commande en puissance active et réactive de la MADA. Le régulateur Proportionnel-Intégral (PI) reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industriels. Les régulateurs de chaque axe a pour rôle d'annuler l'écart entre les puissances active et réactive de référence et les puissances active et réactive mesurées.

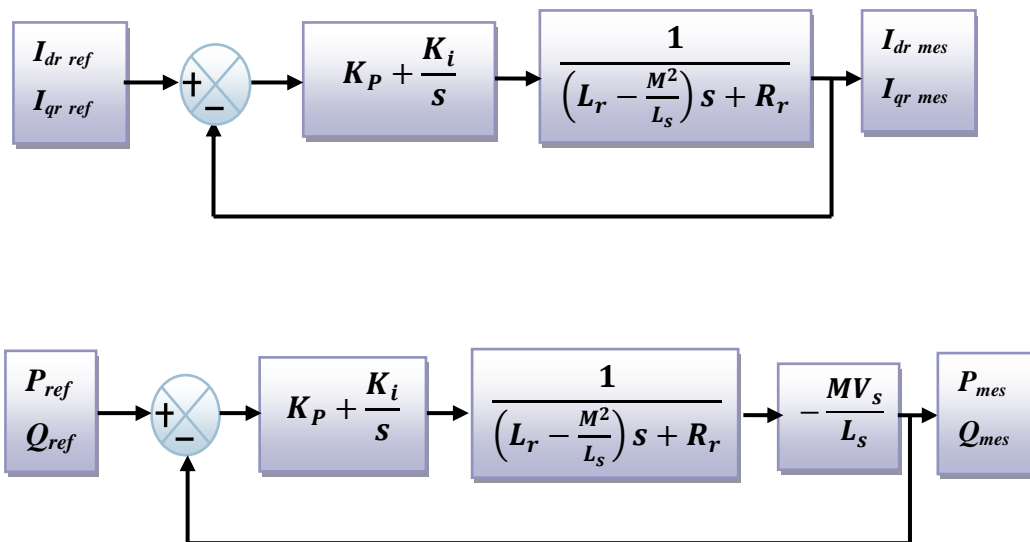


Figure (II.38). Schéma de la régulation des courants rotoriques et des puissances statoriques.

II.5.3.4. Commande indirecte en boucle fermée

Pour réguler les puissances de manière optimale, nous allons mettre en place deux boucles de régulation sur chaque axe avec un régulateur proportionnel intégral pour chacune, une boucle sur la puissance et l'autre sur le courant correspondant tout en compensant les termes de perturbations et de couplages apparaissant sur le schéma bloc du modèle de la MADA. Nous obtenons ainsi la structure de commande présentée sur la figure (II.39).

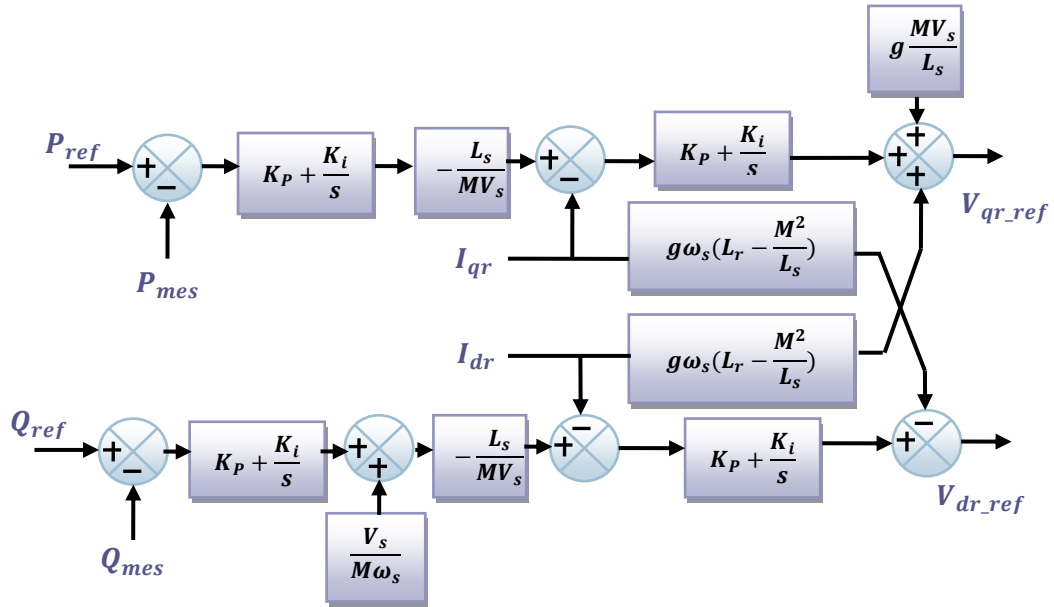


Figure (II.39). Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée.

II.5.4. Résultats de simulation du système

II.5.4.1. Sans turbine

Les résultats présentés sont obtenus en appliquant les lois de commande en puissance active et réactive que nous venons de présenter sur le modèle de la machine asynchrone à double alimentation, sans réglage de vitesse avec un démarrage à vide puis avec application d'une puissance active $P = -3000\text{W}$ entre $t = 1\text{s}$ et $t = 3\text{s}$, et une puissance réactive $Q = 1000\text{VAR}$ entre $t = 2\text{s}$ et $t = 4\text{s}$. Les figures ci-après montrent les performances de la commande vectorielle en puissance actives et réactives statoriques appliquée à la GADA entraînée à une vitesse fixe : 1440 tr/min.

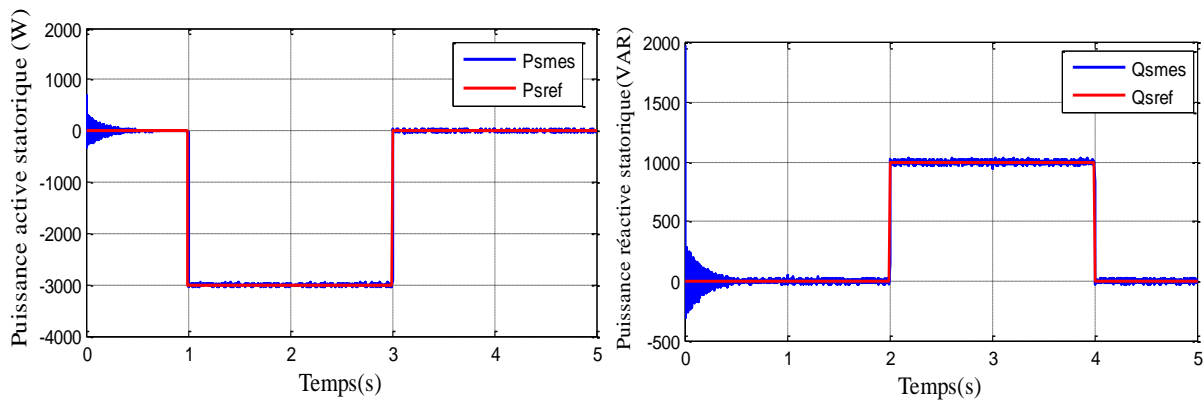


Figure (II.40). La puissance active et réactive statorique et leurs références (sans turbine).

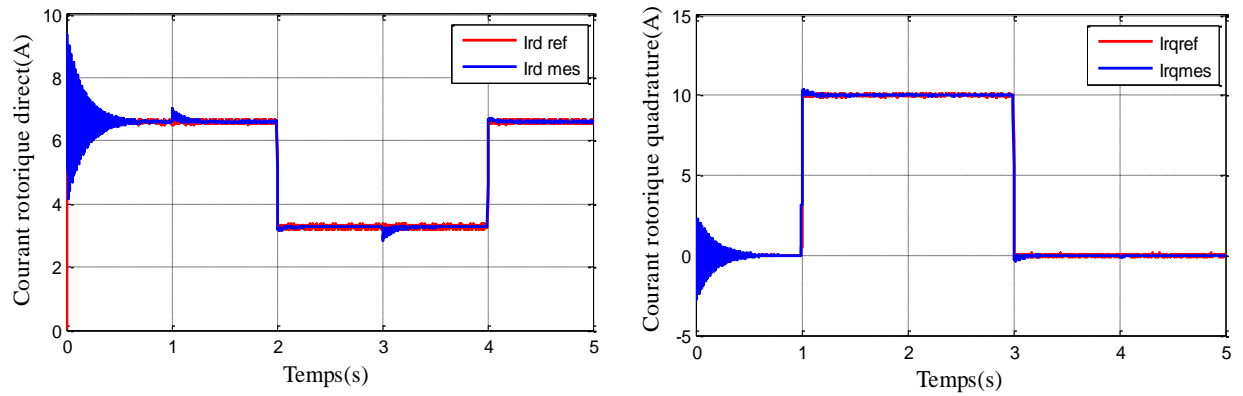


Figure (II.41). Les composantes du courant rotorique et leurs références.

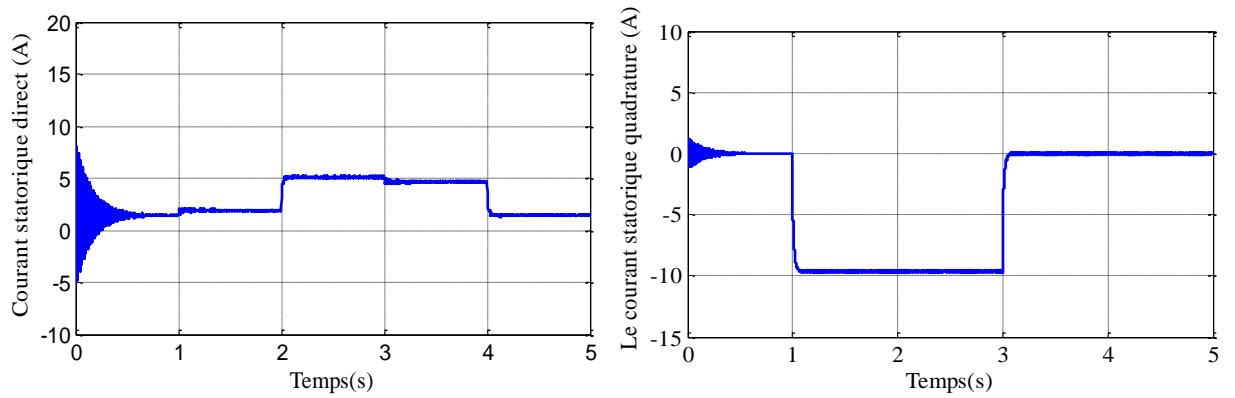


Figure (II.42). Les courants direct et quadrature statoriques.

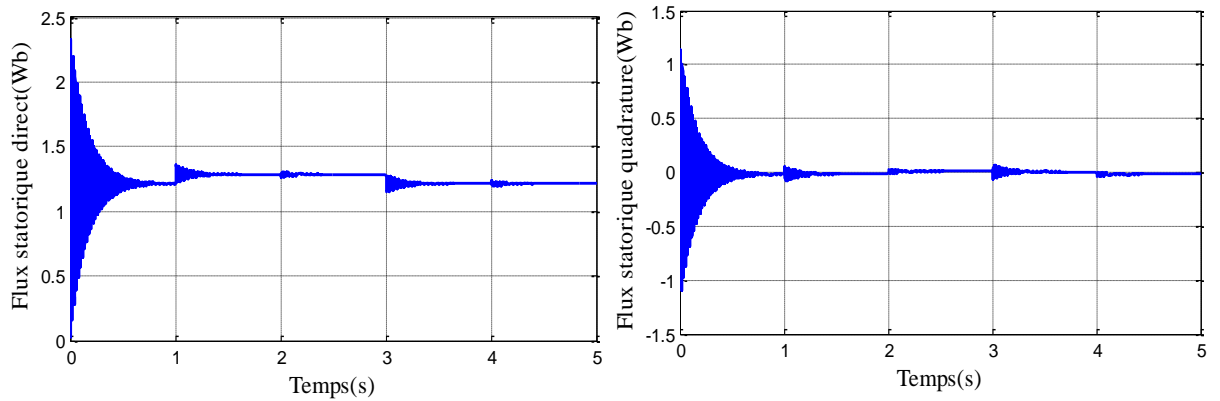


Figure (II.43). Le flux statorique selon l'axe d et q.

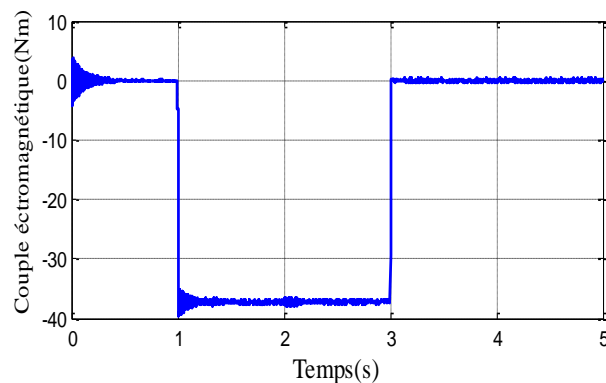


Figure (II.44). Couple électromagnétique.

II.5.4.2. Avec turbine

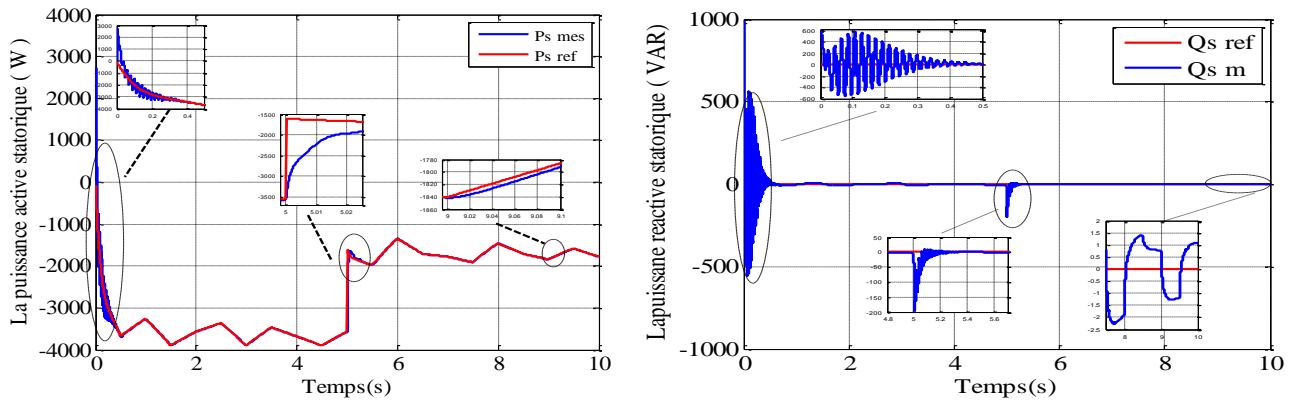


Figure (II.45). La puissance active et réactive statoriques et leurs références.

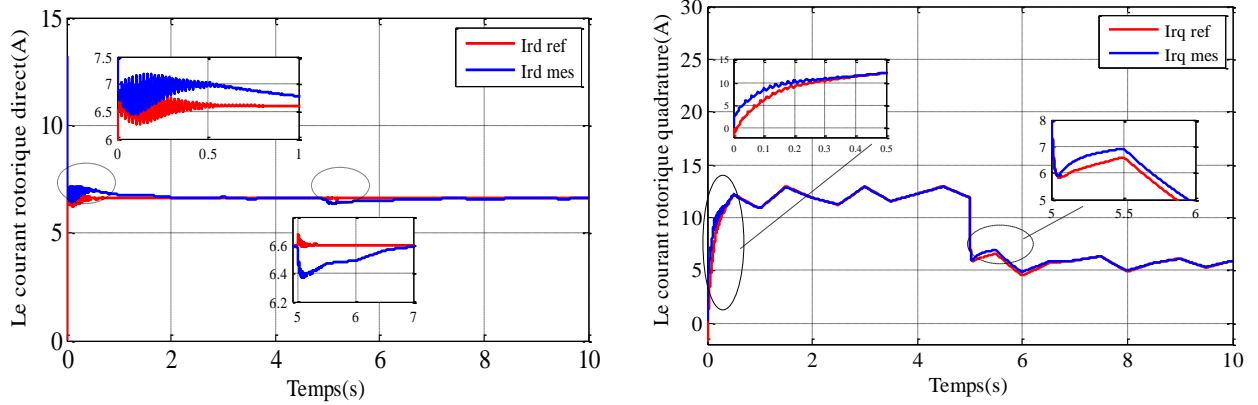


Figure (II.46). Les composantes du courant rotorique et leurs références.

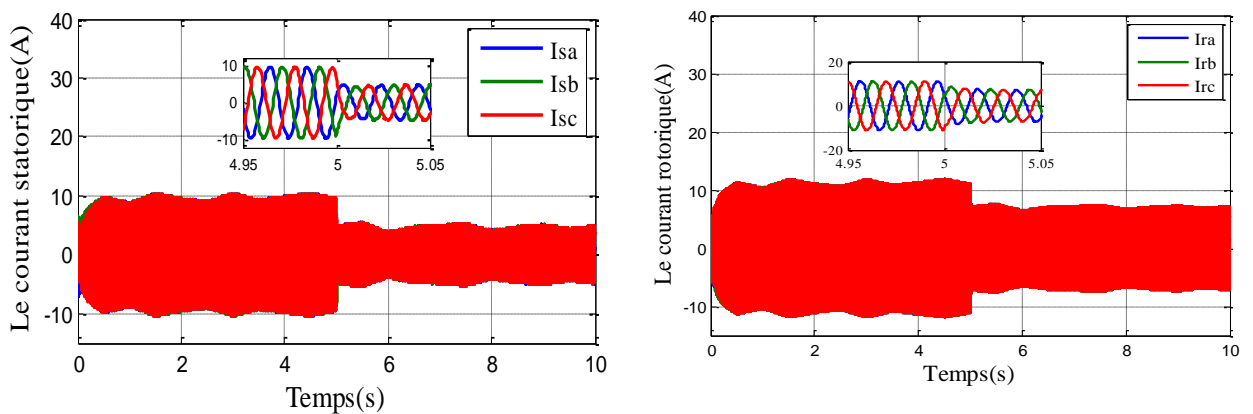


Figure (II.47). Les courants statoriques et rotoriques.

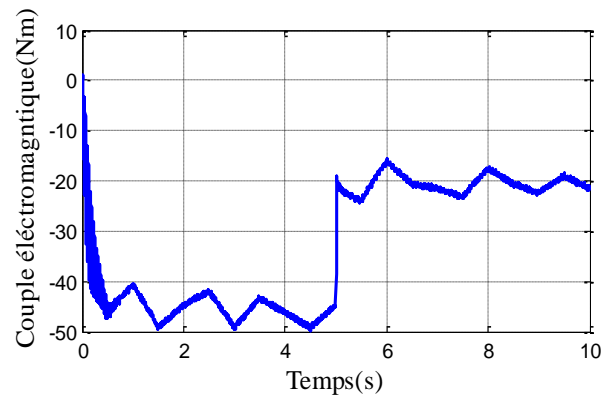


Figure (II.48). Le couple électromagnétique.

II.5.4.3. Interprétation des résultats

Pour évaluer et tester la technique de contrôle indirecte des puissances active et réactive par des régulateurs PI, une étude de simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB. Dans cette section, on est amené à représenter toutes les figures de simulation qui nous permettent d'évaluer les performances apportées par le système de réglage considéré, pour un fonctionnement à vitesse constante. D'après ces résultats on constate que :

- La puissance active du côté statorique est négative entre les instant $t=1s$ et $t= 3s$ ce qui signifie que le réseau dans ce cas est un récepteur de l'énergie fournie par la MADA.
- La puissance réactive est nulle entre les instant $t=1s$ et $t=2s$, c'est une condition de fonctionnement de la MADA pour avoir un facteur de puissance unitaire.

La simulation de cette commande a été faite en imposant les puissances active et réactive statoriques: $P_{s\ ref}$ et $Q_{s\ ref}$ durant le fonctionnement sans turbine, pendant que la machine est entraînée à une vitesse de rotation constante. Mais lors du fonctionnement avec turbine la puissance $P_{s\ ref}$ et la vitesse mécanique sont imposées par la turbine éolienne.

Nous remarquons que les grandeurs de référence ont été suivies par la MADA pour les deux puissances active et réactive. On remarque des oscillations aux instants d'application des échelons de puissance dues au couplage entre les deux axes de la machine et remarquer aussi que le couple électromagnétique dépend directement de la puissance active et ceci traduit par sa forme identique de celle de la puissance active P_s . Dans ce cas, on peut conclure que la puissance active est une conséquence du couple électromagnétique; alors que la puissance réactive est une conséquence de l'excitation du circuit rotorique.

II.6. Cascade : Turbine- Redresseur MLI - Onduleur MLI – GADA

La cascade présentée à la figure (II.1), comporte deux convertisseurs à MLI, chaque convertisseur a six interrupteurs (transistors IGBT) qui peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture. L'utilisation de ce type de convertisseurs permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) dont la modularité permet de limiter les perturbations [49]. Dans ce cas, il est possible de contrôler l'écoulement de puissance de glissement dans les deux directions. En plus, la fréquence de sortie du côté rotorique f_r est limitée seulement par la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance qui peuvent être des GTOs , IGBTs.

II.6.1. Onduleur de tension

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques d'énergie électrique du continu en alternatif. Il s'agit d'un dispositif électrique qui accomplit la fonction inverse du redresseur. Le découpage de la tension continue d'entrée est réalisé grâce à des semi-conducteurs (transistors ou thyristors) utilisés comme commutateurs de puissance. Ils permettent d'obtenir une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace à partir d'une tension continue donnée. La forme d'onde alternative de la tension de sortie est déterminée par le système. Selon cette forme, les onduleurs sont classés par catégories, les plus utilisés étant les onduleurs en modulation de la largeur d'impulsions. C'est donc le type d'onduleur choisit pour être utilisé dans la suite de cette étude. La structure à trois bras est présentée sur la figure (II.49) [50].

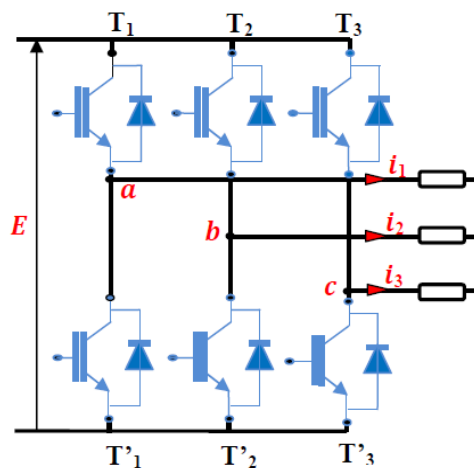


Figure (II.49). Onduleur triphasé (de tension)

II.6.1.1 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} et éviter le court-circuitage de la source les interrupteurs (T_1 et T'_{1}), (T_2 et T'_{2}) et (T_3 et T'_{3}) doivent être contrôlés de manière

complémentaire [51]. Le schéma structurel de l'onduleur de tension alimentant le rotor de la machine asynchrone à double alimentation est donné par la figure (II.50).

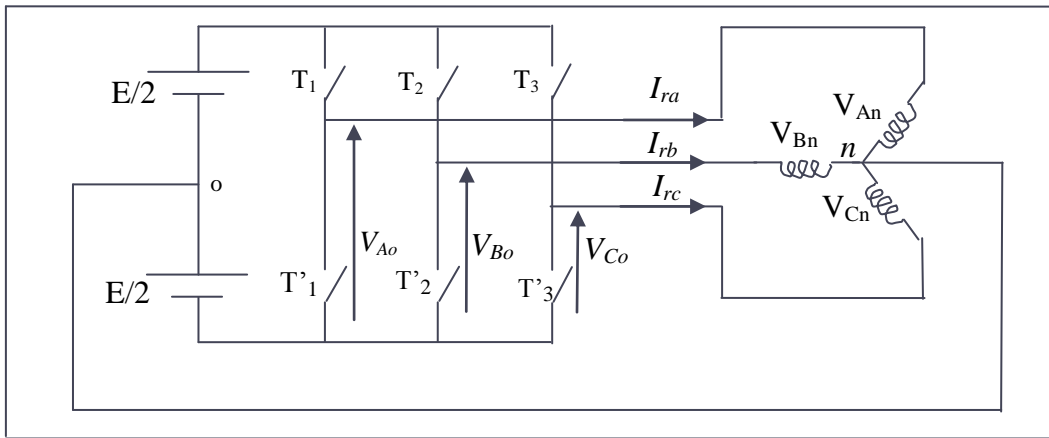


Figure (II.50). Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

D'où on présente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel.

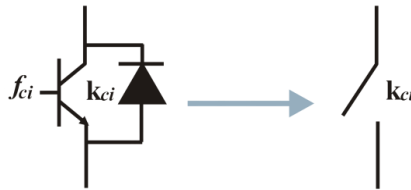


Figure (II.51). Interrupteur bidirectionnel de la paire transistor-diode.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude E , on déduit aisément les expressions des tensions composées [51].

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (II.46)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle :

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (II.47)$$

La matrice de connexion $[T]$ de l'onduleur s'écrit:

$$[T] = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix} \quad (II.48)$$

Les tensions imposées de chaque bras de l'onduleur sont définies par [51]:

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{E}{2} \\ \frac{E}{2} \\ -\frac{E}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

On a aussi :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} - V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

Donc on peut déduire :

$$V_{no} = (1/3)[V_{ao} + V_{bo} + V_{co}] \quad (\text{II.51})$$

Pour un système de tensions triphasées équilibrées on peut déduire le système d'équations suivant [51].

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}(V_{bo} + V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{2}{3}V_{co} - \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo}) \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

Ce système d'équation peut prendre la forme matricielle suivante [50] :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

Pour avoir des tensions sinusoïdales à la sortie de l'onduleur, on utilise la technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI ou PWM pour Pulse Width Modulation en anglais), en appliquant aux interrupteurs des créneaux de commande de largeur variable avec une périodicité constante. Cette stratégie est obtenue par la comparaison d'un signal de la tension de référence sinusoïdale d'amplitude V_r et de fréquence f_r , à un signal triangulaire (porteuse) d'amplitude V_p et de fréquence f_p . Le taux de réglage est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation. La sortie du comparateur permet, par l'intermédiaire de transistors de puissance, le pilotage d'une phase de l'onduleur. Les autres phases sont pilotées par des ensembles identiques, déphasées de 120° [50]. Le principe de cette commande est illustré sur la figure (II.52) :

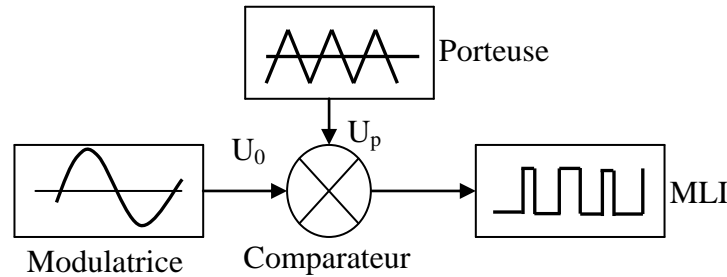


Figure (II.52). Schéma synoptique de la commande MLI.

II.6.1.2. Simulation d'onduleur MLI

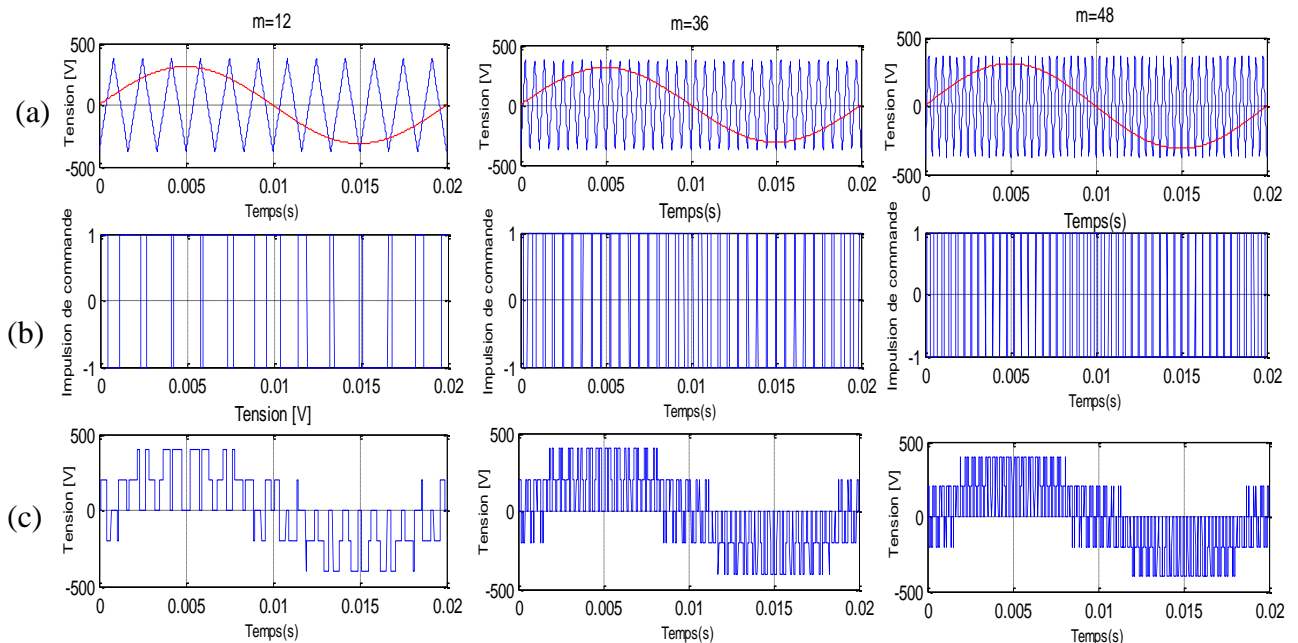


Figure (II.53). Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangulaire.

II.6.2. Redresseur MLI

Le premier objectif du contrôle du redresseur MLI est de maintenir constante la tension du bus continu tandis que le facteur de puissance d'entrée est habituellement réglé à l'unité. D'autre part, le fait de pouvoir contrôler la puissance réactive donne également une possibilité d'utiliser le redresseur à MLI pour la production ou la consommation de l'énergie réactive et l'amélioration du facteur de puissance globale dans les installations industrielles [51]. Un redresseur à MLI est alimenté par une source de courant sinusoïdale, débite sur un récepteur de tension continu. Il a donc la structure d'un onduleur de tension. Dans ce cas, le réseau peut être assimilé à une source de f.é.m sinusoïdales V_1, V_2, V_3 en série avec des inductances pour que l'entrée du redresseur soit alimentée par une source de courant et pour que l'ondulation de la tension de sortie U_{red} soit faible malgré le caractère haché du courant I_{red} , on monte une capacité aux bornes du récepteur.

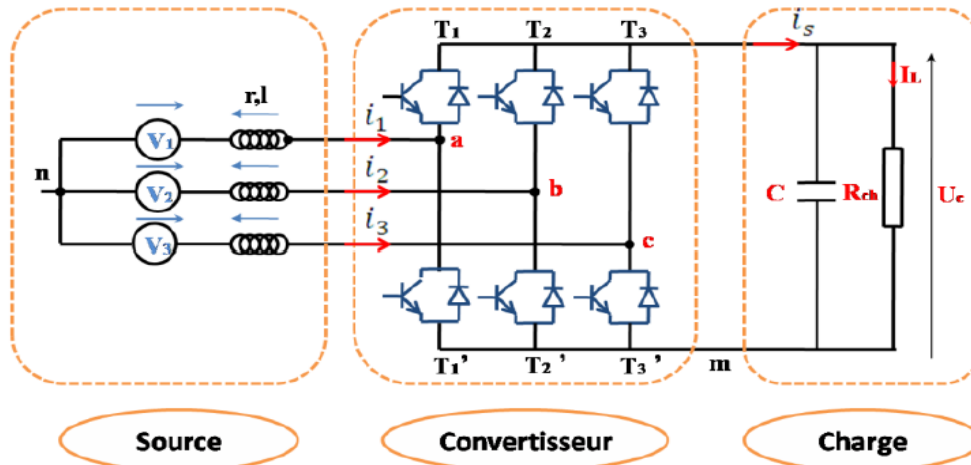


Figure (II.54). Structure du redresseur MLI.

II.6.2.1. Principe de fonctionnement

La structure de la cascade est celle représentée sur la figure (II.1). Les deux convertisseurs interposés entre le rotor de la MADA et le réseau sont de type MLI à deux niveaux, bidirectionnels en puissance. Les signaux de commande seront déterminés en faisant un asservissement de la tension du bus continu. Le redresseur à MLI a le même principe de fonctionnement qu'un hacheur élévateur. La tension de sortie d'un redresseur à MLI est toujours supérieure à sa tension d'entrée, pour cela il faut régler cette tension de sortie suite à la nécessité de la charge utilisée. Pour accomplir cette tâche, la tension de sortie du redresseur est mesurée et comparée à une référence.

Ce type de convertisseur peut opérer en redresseur ou en onduleur. Quand le courant I_{ch} est positif (Opération Redresseur), le condensateur C est déchargé et le signal d'erreur demande au bloc de commande plus d'énergie à partir du réseau, le bloc de commande prend l'énergie d'alimentation en produisant des signaux appropriés à l'amorçage des transistors. De cette façon l'écoulement de courant du coté alternatif vers le coté continu, et la tension du condensateur est récupérée. Inversement, quand I_{ch} devient négatif (Opération Onduleur), le condensateur C est surchargé, et le signal d'erreur demande à la commande la décharge du condensateur et le renvoi de l'énergie vers le réseau.

L'avantage de la commande MLI ne s'arrête pas au contrôle de la puissance active, mais la puissance réactive également, permettant à ce type de convertisseur de corriger le facteur de puissance du réseau. Ainsi, la commande MLI nous permet d'avoir une bonne qualité de signal (formes sinusoïdales), ramenant le contenu harmonique vers des fréquences élevées et par la suite la facilité de filtrage [13].

II.6.2.2. Modélisation du redresseur

La figure (II.54) donne les trois étages du circuit de puissance, le réseau, la charge et le convertisseur à MLI, chaque étage sera présenté par la suite :

❖ La source d'alimentation

La source est modélisée par une FEM triphasée sinusoïdale en série avec une inductance L et une résistance R qui représentent l'impédance totale de la ligne.

On suppose le réseau équilibré, avec les mêmes impédances dans les trois phases, les tensions de ligne sont exprimées comme suit [12] :

$$\begin{cases} V_1 = Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} + V_{an} \\ V_2 = Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} + V_{bn} \\ V_3 = Ri_3 + L \frac{di_3}{dt} + V_{cn} \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

Où V_{an} , V_{bn} et V_{cn} : sont les tensions simples par rapport au neutre de la source à l'entrée du convertisseur. Et les courants de chaque phase du réseau sont alors donnés par le système d'équations différentielles suivant [12] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_1 - V_{an} \\ V_2 - V_{bn} \\ V_3 - V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

❖ Le redresseur à MLI

Il est représenté au schéma de la figure (II.54). Les IGBT et les diodes constituant le pont sont supposées idéales. C'est à dire que l'on néglige les phénomènes de commutation. Il est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_{i1}

$$F_{i1} = 1 \quad \text{si } T_i \text{ est fermé et } T_i' \text{ est ouvert}$$

$$F_{i1} = 0 \quad \text{si } T_i \text{ est ouvert et } T_i' \text{ est fermé}$$

Connaissant l'état de chaque interrupteur, on peut définir la matrice de connexion du pont [52].

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

Où U_c la tension continue à la sortie du redresseur à MLI.

De même on peut exprimer le courant continu i_s en fonction des courants d'entrées.

$$i_s = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & F_{13} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (II.57)$$

❖ La charge

Cet étage est constitué d'une capacité C (pour diminuer les ondulations de la tension redressée) placée en parallèle avec une résistance R , modélisant la charge continue. La tension U_c aux bornes de la charge est donnée par l'équation suivante [52]:

$$\begin{cases} \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C}(i_s - i_{ch}) \\ U_c = R_{ch} \cdot i_{ch} \end{cases} \quad (II.58)$$

$$\frac{U_c}{i_s} = \frac{R_{ch}}{1 + R_{ch}CS} \quad (II.59)$$

A partir des relations (II.54), (II.55), (II.56) et (II.58), on peut établir le schéma fonctionnel global du redresseur à MLI ayant comme entrées la commande des gâchettes des interrupteurs du haut (S_1, S_2, S_3) et comme sortie la tension redressée.

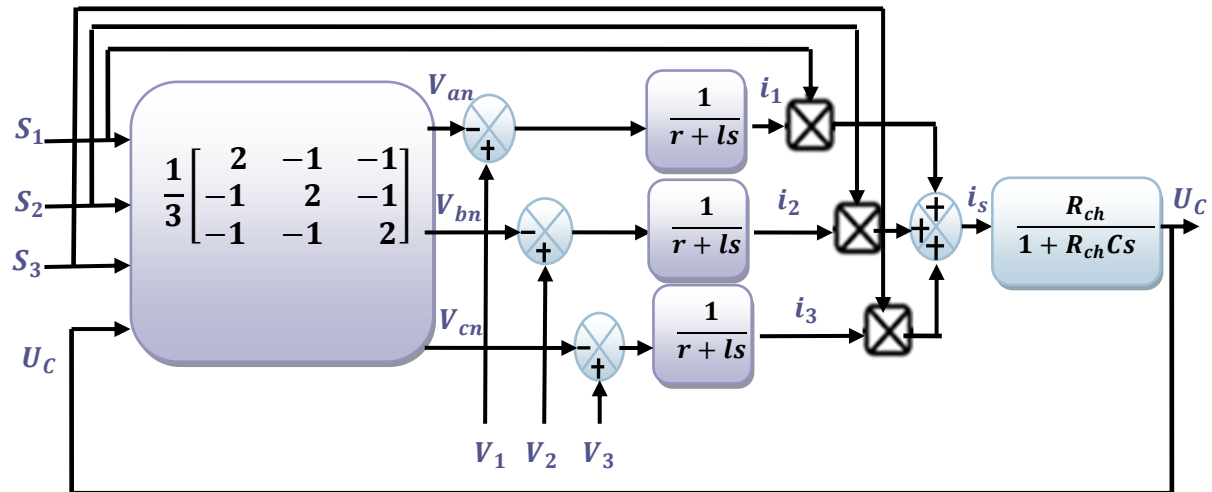


Figure (II.55). Schéma fonctionnel du redresseur à MLI.

II.6.2.3 Régulation en cascade du redresseur à MLI dans le repère (d,q)

Il existe plusieurs techniques de commande des redresseurs à MLI, qui varient de la simplicité et la médiocrité de performances à la complexité et la robustesse (contrôle de l'angle de puissance du redresseur, commande à hystérésis de courant, commande par comparaison de rampe...) [14].

Grâce à ses trois régulateurs (Deux pour les composantes du courant et un pour la tension continue), la régulation en cascade dans le repère (d,q), est une technique suffisamment performante pour notre application.

III.6.2.3.1 Modélisation dans le repère (d,q)

Les équations régissant le système (l'équation (II.54) dans le repère (d, q)) sont :

$$\begin{cases} V_{pd} = V_d - r i_d - l \frac{di_d}{dt} + l \omega i_q \\ V_{pq} = V_q - r i_q - l \frac{di_q}{dt} - l \omega i_d \end{cases} \tag{II.60}$$

Où V_{pd} et V_{pq} : sont les composantes de Park des tensions à l'entrée du convertisseur.

V_d et V_q : Les composantes de Park des tensions du réseau.

i_d et i_q : Les composantes de Park des courants du réseau.

ω : La pulsation du réseau.

Et les expressions des puissances active et réactive sont données par :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} [V_d i_d + V_q i_q] \\ Q = \frac{3}{2} [V_q i_d - V_d i_q] \end{cases} \tag{II.61}$$

Ce système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ V_q & -V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \tag{II.62}$$

Ce qui implique que les courants de ligne peuvent être obtenus par:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \frac{1}{(V_d^2 + V_q^2)} \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ V_q & -V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \tag{II.63}$$

Et on pose $P = U_c i_s$ et $Q = 0$

Le schéma bloc de la régulation est alors représenté dans la figure (II.56) :

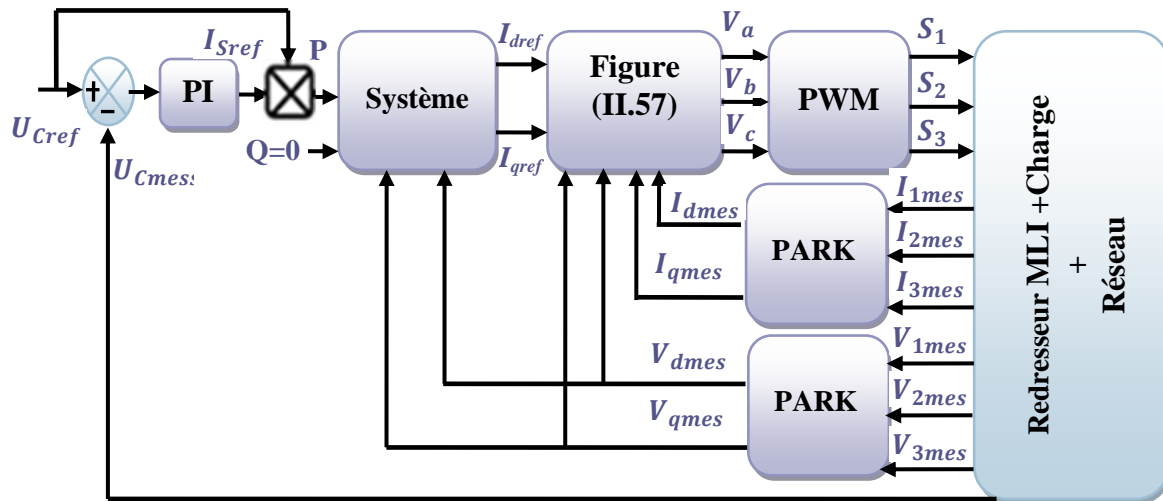


Figure (II.56). Schéma bloc de la commande en cascade du redresseur à MLI.

Avec le sous bloc de la figure (II.57), qui permet la régulation des courants et l'obtention de courants découplés selon les axes d et q , avec compensation de la tension réseau.

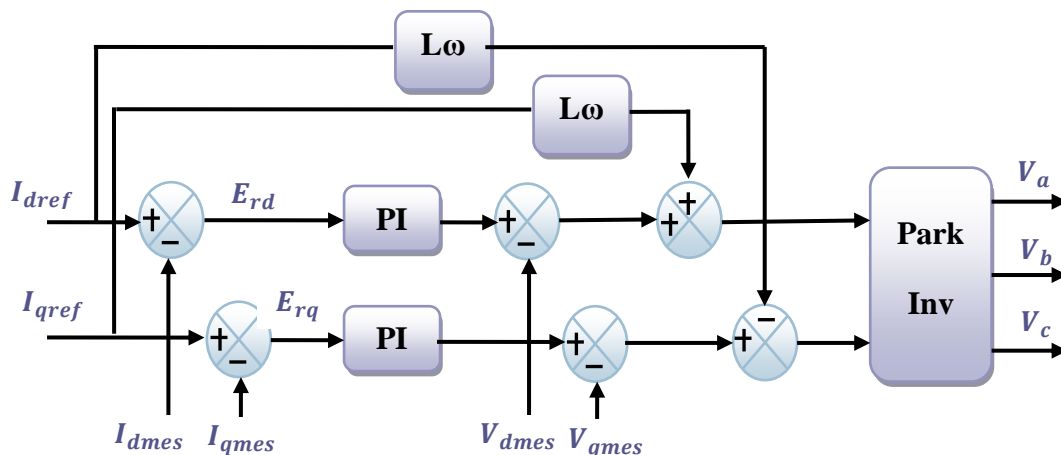


Figure (II.57). Bloc de régulation des courants avec compensation de la tension réseau.

Le calcul des régulateurs s'est fait avec la méthode classique détaillée dans l'annexe, sur les deux boucles internes équivalentes du courant et la boucle externe de tension représentées dans la figure (II.58).

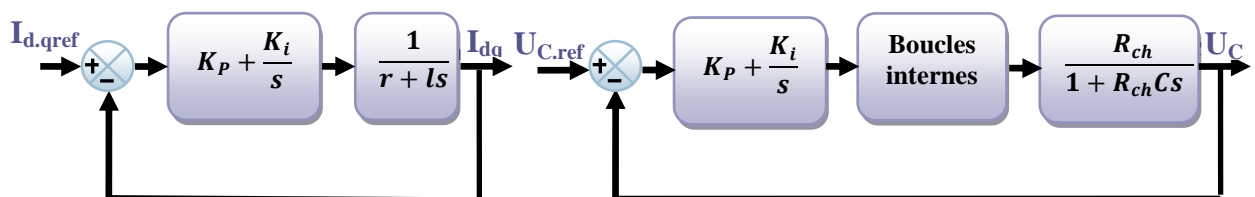


Figure (II.58). Boucles de régulation équivalentes des courants et de la tension.

II.6.2.4. Résultats de simulation

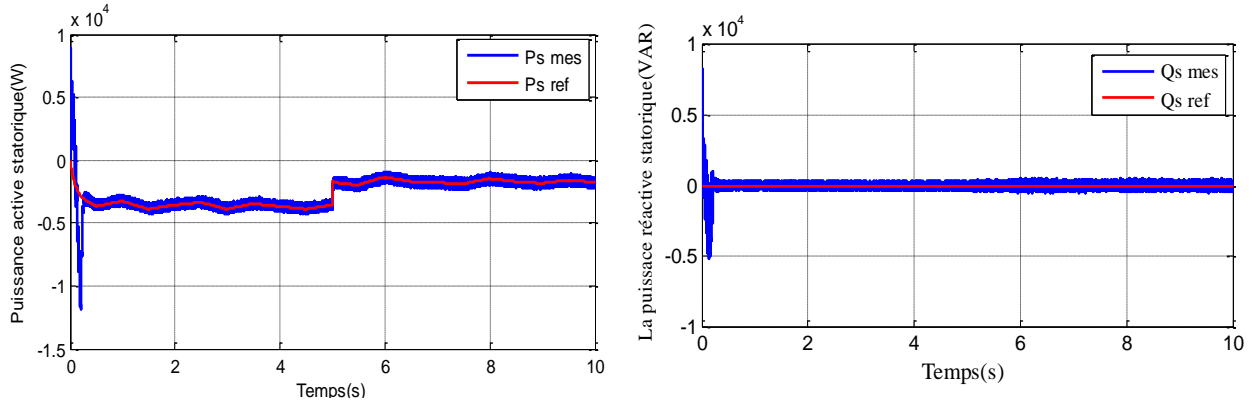


Figure (II.59). La puissance active et réactive statoriques avec leurs références.

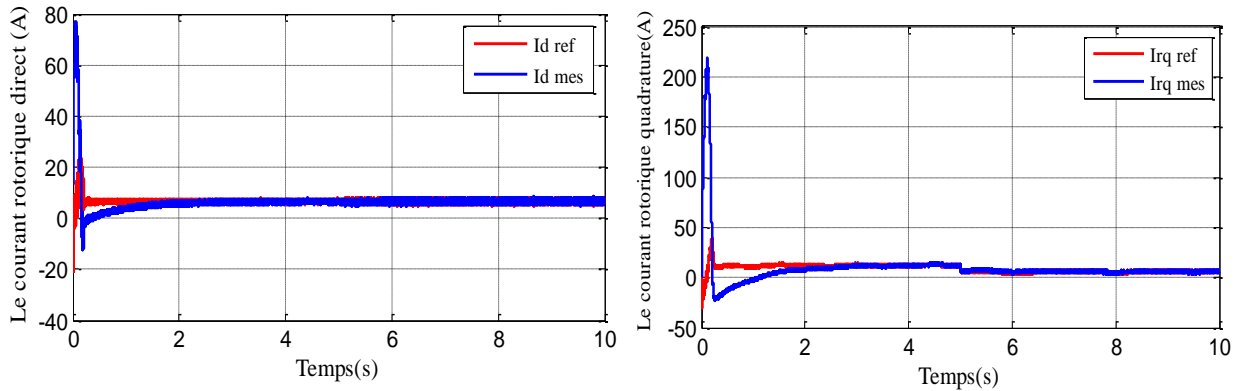


Figure (II.60). Les deux composantes du courant rotorique avec leurs références.

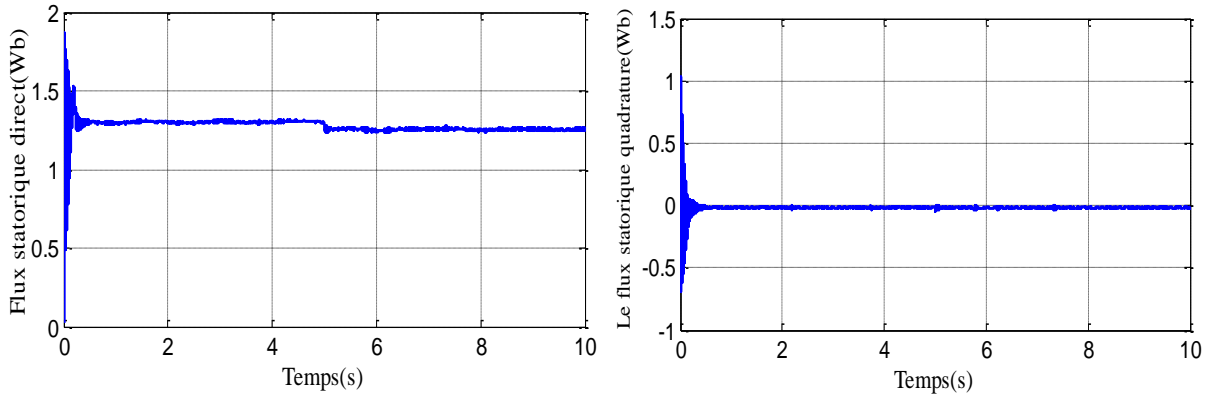


Figure (II.61). Le flux statorique selon l'axe d et q.

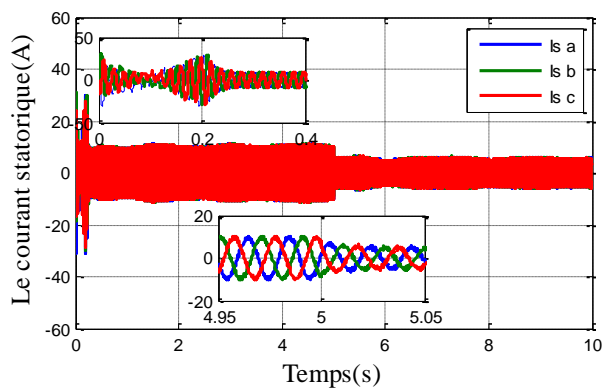


Figure (II.62). Le courant statorique.

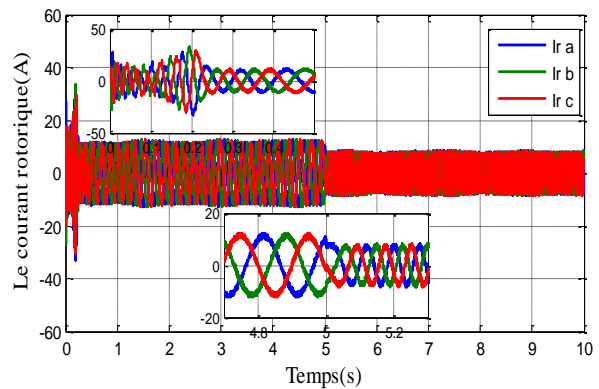


Figure (II.63). Le courant rotorique.

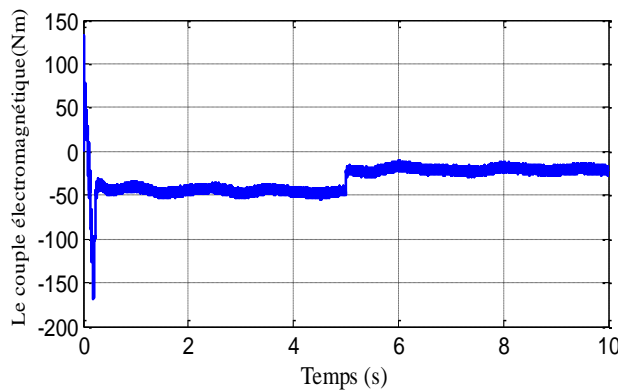


Figure (II.64). Le couple électromagnétique.

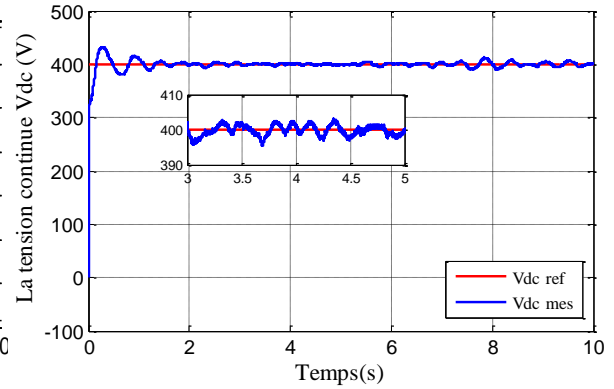


Figure (II.65). Tension du bus continu.

II.6.2.4.1. Interprétation des résultats

Les figures présentées montrent les performances de la cascade utilisant un redresseur MLI et un onduleur MLI à deux niveaux connecté au rotor de la MADA qui est entraînée par une turbine éolienne. L'asservissement du redresseur consiste à deux boucles de régulation (une boucle interne et une autre externe). La consigne de la puissance active statorique est déterminée à partir de la puissance de la turbine. On constate un bon suivi de consigne pour la puissance active ainsi que la puissance réactive statorique qui est maintenue nulle par les puissances réelles débitées par la MADA. On remarque aussi la chronologie de fonctionnement de l'éolienne par les variations des différentes grandeurs présentées. La tension redressée est asservie à sa référence (400V).. La fréquence rotorique dépend de la vitesse de rotation de l'éolienne.

II.7. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter la modélisation d'une turbine éolienne, par la suite nous avons évalué et examiné par simulation le fonctionnement de la génératrice asynchrone à double alimentation. Ainsi, nous avons constaté que la MADA est capable d'assurer, par son fonctionnement à vitesse variable, un rendement proche de celui du maximum théorique. Ceci a été réalisé à travers un algorithme de commande de l'éolienne qui nous a permis de maximiser la puissance captée.

A partir de la simulation numérique, on a constaté qu'effectivement la technique d'orientation du flux statorique permet de découpler le flux et les puissances de sorte que la composante directe du courant rotorique contrôle la puissance réactive, et la composante en quadrature contrôle la puissance active. Ceci nous permet d'obtenir des performances dynamiques élevées similaires à celle de la MCC.

Dans la deuxième partie de ce chapitre ont été étudiés les différents composants de la cascade liant le réseau au rotor de la MADA. Il a été d'abord établi une étude sur l'onduleur de tension alimentant le rotor. Celui-ci est à deux niveaux et contrôlé par une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) à une porteuse. Cet onduleur est lui-même alimenté par un bus continu dont la valeur de la tension est maintenue égale à 400 V grâce à un redresseur MLI.

De manière générale, il est constaté que le but de cette commande est atteint car la tension du bus continu se stabilise autour d'une valeur proche de celle de sa référence. Les puissances active et réactive à la sortie de la GADA suivent leurs consignes. La préservation de la qualité du réseau est vérifiée à travers un courant injecté par la cascade qui est sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau.

Pour pallier au problème de la sensibilité de la commande aux perturbations, nous allons introduire un deuxième type de commande basé sur la théorie des systèmes non linéaires.

.

Chapitre III

***Commande par Mode Glissant Flou
d'un système éolien à base
d'une GADA***

Chapitre : III***Commande par Mode Glissant Flou d'un système éolien
à base d'une MADA*****III.1. Introduction**

Le générateur asynchrone à double alimentation est largement utilisé pour la génération de vitesse variable et il est l'un des générateurs les plus importants pour les systèmes de conversion de l'énergie éolienne. L'avantage majeur de ce générateur, qui l'a rendu populaire, doit gérer une fraction (20-30%) de la puissance totale du système pour garantir la stabilité du réseau dans des conditions acceptables mais le contrôle du générateur asynchrone à double alimentation est basé sur un modèle stationnaire qui est soumis à de nombreuses contraintes, telles que les paramètres incertitudes, (température, saturation...), qui permettent de détourner le système de son fonctionnement optimal. C'est pourquoi le règlement devrait se préoccuper de la robustesse et de la performance du contrôle [53].

Afin d'obtenir des performances élevées et un meilleur contrôle des puissances active et réactive générées par le générateur, la commande par mode glissant a été appliquée dans de nombreux domaines en raison de ses excellentes propriétés telles que l'insensibilité à certaines perturbations externes et la variation de paramètres, le contrôleur de mode glissant (SMC) peut présenter des réponses dynamiques rapides. Cependant, le SMC a un inconvénient majeur qui est l'effet du chattering créé par la partie discontinue du contrôle. Pour résoudre ce problème, un moyen d'améliorer les performances du contrôleur de mode glissant est de le combiner avec la logique floue (FL) pour former un contrôleur hybride de mode glissant flou (FSMC) qui peut être appliqué pour réduire le phénomène de chattering du contrôleur SMC[6].

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons une étude théorique sur la commande à structure variable, afin de mise en œuvre de cette technique adaptée à la commande de la puissance active et réactive développées par la GADA. De plus, les performances apportées par cette technique de commande par rapport à la commande vectorielle seront examinées. Dans la deuxième partie, nous allons présenter les principaux fondements de la logique floue où nous exposerons la notion d'ensembles flous, les fonctions d'appartenance, les variables linguistiques, et les opérateurs employés dans ce type de logique, puis décrire la structure de la commande floue. Nous expliquerons les notions de fuzzification d'inférences floues et de défuzzification pour manipuler une commande adéquate pour le réglage indépendant des puissances.

Pour allier les performances des deux types de contrôleurs on applique la synthèse d'une commande hybride à ce générateur basée sur la combinaison de l'approche par logique floue et celle par mode glissant, qui est l'objectif de la deuxième partie.

Première partie

Commande par mode glissant

III.2. Historique de la commande par mode glissant

Le mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en Union Soviétique, tout d'abord par le professeur EMELYANOV, puis par d'autres collaborateurs également UTKIN, à partir des résultats des études du mathématicien FILIPOVE sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris aux Etats-Unis par SLOTINE, et au Japon par YOUNG, HARASHIMA et HASHIMOTO. Ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis [54].

III.3. Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels:

- Synthétiser une surface $S(x,t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x,t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

III.4. Principe et concept de base de la commande par mode glissant

Le principe de la commande par modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une région convenablement sélectionnée en un temps fini pour y ensuite rester. La région considérée est alors désignée comme surface de glissement ou de commutation représentant une relation entre les variables d'état du système. Elle est définie par une équation différentielle déterminant totalement la dynamique du système. Une fois que le système évolue sur la surface de glissement, le comportement dynamique résultant est appelé régime glissant [51]. Le comportement du système peut être décrit par deux phases : Dans la première, on force le système à rejoindre cette surface, et dans la seconde phase on doit assurer le maintien de glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase comme montré sur la figure (III.1) [55].

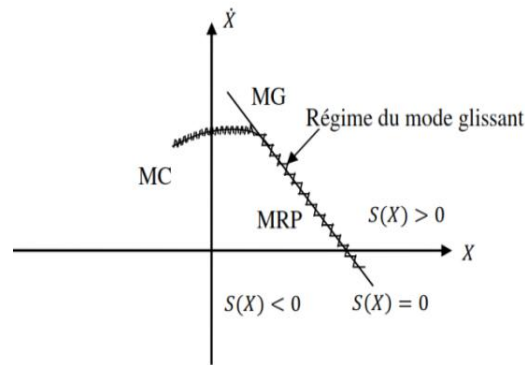


Figure (III.1). Modes de fonctionnement dans le plan de phase.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [56]:

- **Le mode de convergence (MC):** durant lequel la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(x) = 0$ et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode de glissement (MG):** durant lequel la variable d'état a atteint la surface glissante et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x) = 0$.
- **Le mode de régime permanent (MRP):** il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

III.5. Régimes du mode glissant

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits. Et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x) = 0$. Alors on trouve deux types de régime du mode glissant, dédiée ci-dessous.

III.5.1. Régime glissant idéal

Ce régime est représenté par la figure (III.2) signifie qu'un régime glissant idéal a une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle. Le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation $S(x)$.

III.5.2. Régime glissant réel

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir des relais qui présentent des imperfection comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui

éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité, et la figure (III.3) illustre bien cette explication .

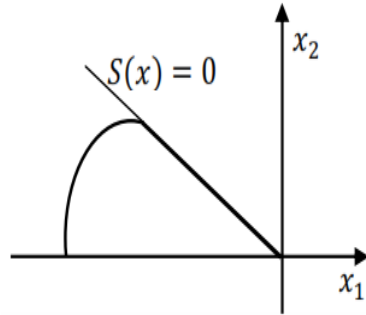


Figure (III.2). Glissement idéal.

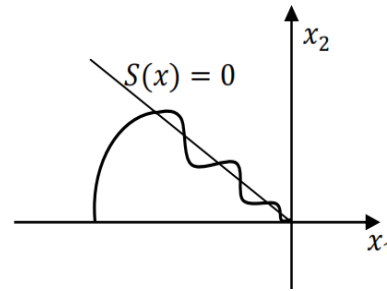


Figure (III.3). Glissement réel.

III.6. Les différentes structures de la commande par mode glissant

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente". Dans la suite de cette thèse, nous retenons la dernière structure[51].

III.6.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (III.4). Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée [57].

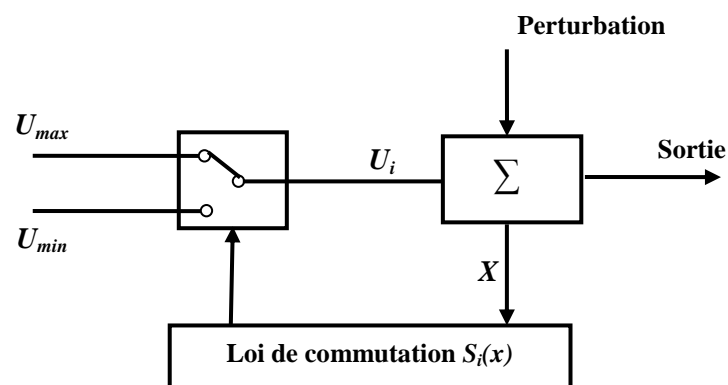


Figure (III.4). Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette structure correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés, dans une grande majorité d'applications, aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas-à-pas.

III.6.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Le schéma fonctionnel d'une telle structure est donné par la figure (III.5). C'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction [57]. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc la commutation est créée au niveau de la dynamique du système.

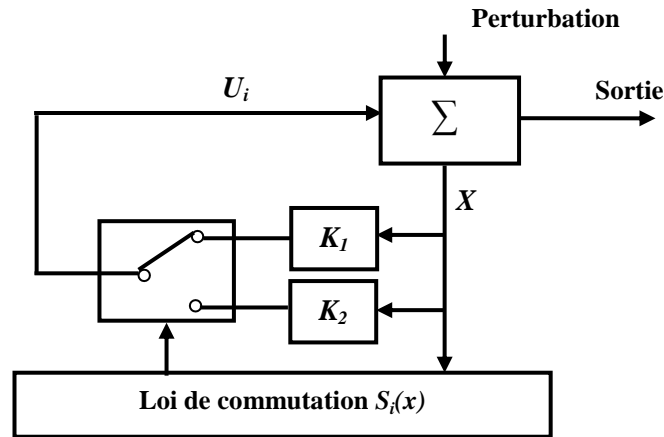


Figure (III.5). Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

III.6.3. Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (III.6), présente un réel avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente donnée par l'équation U_{eq} qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques[51].

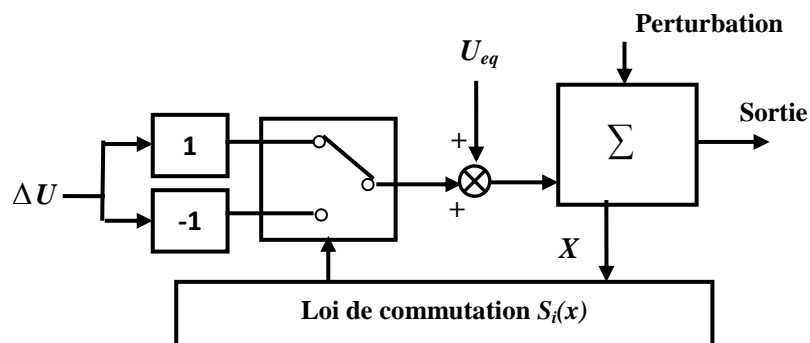


Figure (III.6). Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

III.7. Condition d'existence du mode glissant

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{max} et U_{min} . Ce phénomène est illustré par la figure (III.7) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_1 et x_2

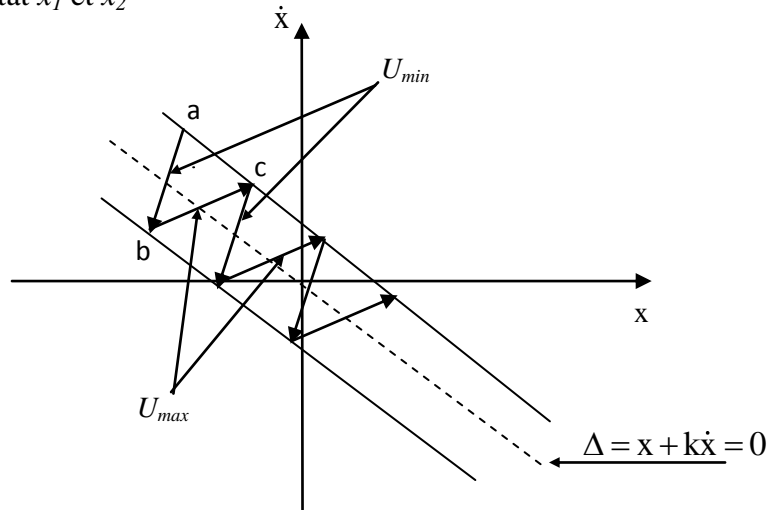


Figure (III.7). Démonstration du mode de glissement.

On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation $S(x) = 0$ (droite en trait interrompu), les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta S$. Une trajectoire avec $U=U_{max}$ touche au point "a" le seuil de basculement inférieur. Si avec $U=U_{min}$ la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point "b" le seuil de basculement supérieur ou lieu de commutation sur $U=U_{min}$ si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'inférieur et ainsi de suite. Il y'a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Par conséquent la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $S(x) = 0$ et le vecteur x suit une trajectoire qui respecte cette condition[51].

III.8. Définition des systèmes à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Ce terme apparaît à cause de la commutation (variation discontinue) du système et de son contrôleur (ou observateur) entre deux ou plusieurs structures. Cela est principalement dû aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun des sous systèmes pris seuls [56]. Le comportement des systèmes possédant des discontinuités peut être décrit formellement par l'équation [51] [56]:

$$\dot{x}(t) = f(t, x, u) = f(x, t) + B(x, t)u(x, t) \quad (\text{III.1})$$

Où f une fonction continue décrivant l'évolution du système au cours du temps (en x et t),

$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in R^n$ représente le vecteur des variables d'état, t le temps et $u \in R^m$ le vecteur de commande qui peut éventuellement dépendre du temps. On définit une fonction continue S telle que:

$$S = S(x) \quad (\text{III.2})$$

Pour maintenir l'état représentant l'évolution du système sur la surface S , on définit le vecteur de commande u qui commute entre deux fonctions $u^+(x)$ et $u^-(x)$ continues, comme suit:

$$u = \begin{cases} u^+(x), & \text{si } S(x) > 0 \\ u^-(x), & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

La surface S sépare l'espace d'état en deux régions disjointes $S(x) > 0$ et $S(x) < 0$ et les commutations ont pour but de contraindre la trajectoire à suivre cette surface. Si $S(x) = 0$ le phénomène de glissement devient idéal comme le montre la figure (III.8) [58].

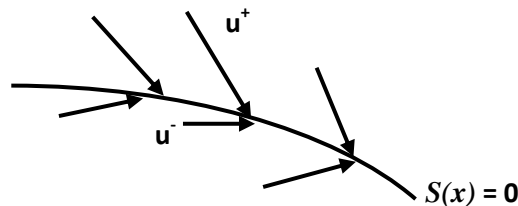


Figure (III.8). Convergence de la trajectoire vers la surface S .

Les trajectoires du système sur la surface S ne sont pas clairement définies puisque le vecteur de commande u n'est pas défini pour $S=0$. Filippov a introduit une solution à ce problème en termes d'inclusion différentielle [5].

III.9. Conception de l'algorithme de commande par mode glissant

La conception de l'algorithme de commande par mode glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [60] [61] [62]:

- Choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- Détermination de la loi de commande.

III.9.1. Choix de la surface de glissement

Slotine propose [59] une surface de glissement qui est une fonction scalaire telle que la variable contrôlée glisse sur la surface[6]:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.4})$$

- $e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence : $e(x) = x - x_{réf}$
- λ : est une constante positive.
- r : est un degré relatif, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

L'objectif de la commande est de garder la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

III.9.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [21]. On présente deux types de conditions qui sont :

III.9.2.1. La fonction discrète de commutation

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme [21] :

$$\dot{S}(x) S(x) < 0 \quad (\text{III.5})$$

III.9.2.2. La fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov, C'est une fonction scalaire positive ; $V(x) > 0$, pour les variables d'état du système. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande pour l'étude de la robustesse, elle garantit la stabilité du système non linéaire et l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence; elle a la forme suivante [21] :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.6})$$

La dérivée de V est donnée par :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.7})$$

La loi de la commande doit faire décroître cette fonction ($\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0$). L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et concevoir une commande " U " tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.8})$$

III.9.3. Détermination de la loi de commande

La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties : La première concerne la linéarisation exacte (U_{eq}) et la deuxième est stabilisante (U_n) [6] [21], [63]. Cette dernière est très importante dans le réglage par mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures [21].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.9})$$

U_{eq} correspond à la commande proposée par Filipov. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{max} et U_{min} (Figure III.9).

La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [21].

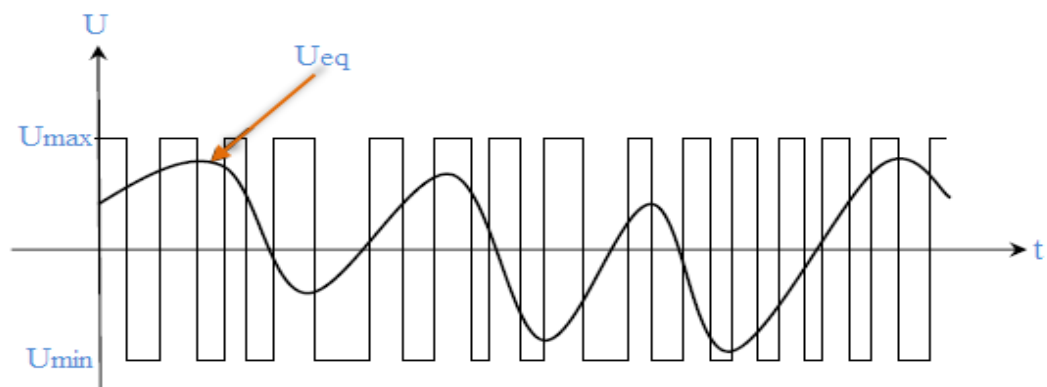


Figure (III.9). Commande équivalente.

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (l'équation III.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U .

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{III.10})$$

En remplaçant les expressions (III.1) et (III.9) dans l'expression (III.10), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x,t) + B(x,t)U_{eq}(x,t)] + \frac{\partial S}{\partial t} B(x,t)U_n \quad (\text{III.11})$$

Durant le mode glissant et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente [21]:

$$U_{eq}(x) = -\frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right]^{-1} \quad (\text{III.12})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)U_n \neq 0 \quad (\text{III.13})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression (III.12) dans l'expression (III.11), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)U_n \quad (\text{III.14})$$

Où la condition d'attractivité $S(x)\dot{S}(x) < 0$ devient [21] :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)U_n < 0 \quad (\text{III.15})$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)$.

Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante [21]:

$$U_n = -k \cdot \text{sign}(S(x,t)) \quad (\text{III.16})$$

Où :

k : est un gain positif.

Pour une fonction définie ϕ : , l'expression de la fonction signe « sign » est donnée par :

$$\text{sign}(\phi) = \begin{cases} 1, & \text{si } \phi > 0 \\ 0, & \text{si } \phi = 0 \\ -1, & \text{si } \phi < 0 \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

La figure (III.10) représente la fonction de la commande discrète de type relais :

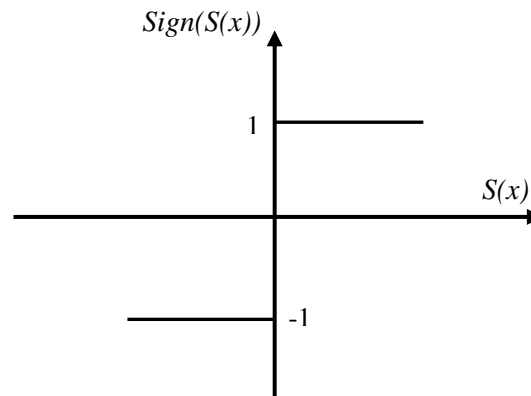


Figure (III.10). Fonction *sign* (Commande de type relais).

III.10. Elimination du phénomène du chattering

L'un des principaux inconvénients du réglage par mode de glissement est le phénomène du chattering. Ce dernier, peut endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système. Dans le but de réduire ces oscillations plusieurs solutions ont été apportées, comme par exemple remplacer la fonction *sign* par une fonction de saturation caractérisée par un ou deux seuils (figure III.11) [57] :

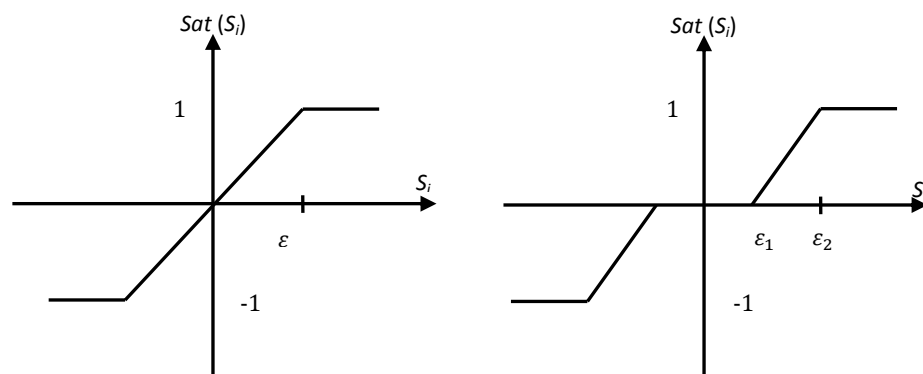


Figure (III.11). Fonction saturation avec un seuil et deux seuils (zone morte).

Les deux seuils de ces deux fonctions sont respectivement définies par :

$$sat(S) = \begin{cases} -1 & \text{si } S < -\varepsilon \\ \frac{S}{\varepsilon} & \text{si } |S| < \varepsilon \\ 1 & \text{si } S > \varepsilon \end{cases} \quad sat(S) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S| < \varepsilon_1 \\ \frac{S - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & \text{si } \varepsilon_1 < |S| < \varepsilon_2 \\ sign(S) & \text{si } |S| > \varepsilon_2 \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

La fonction de *smooth* (figure (III.12)) est aussi utilisée:

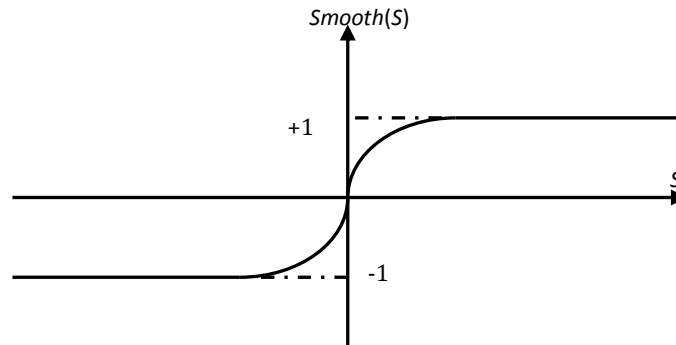


Figure (III.12). Fonction «smooth».

III.11. Application de la commande par mode glissant au contrôle de la puissance active et réactive du GADA

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode glissant avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissant au générateur asynchrone à double alimentation "GADA" afin de valider l'approche présentée par des résultats de simulation.

III.11.1. Modèle de la GADA

Le modèle utilisé est le modèle à flux statorique orienté trouvé dans le chapitre (II) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au champ tournant et qui sera qualifié de modèle (d,q) . Le modèle d'état est donné par :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt}(\varphi_{rd}) - \omega_r \varphi_{rd} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt}(\varphi_{rq}) + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

III.11.1.1 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

$$\begin{cases} P_s^{ref} = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq}^{ref} \\ Q_s^{ref} = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - V_s \frac{M}{L_s} I_{rd}^{ref} \end{cases} \quad (III.20)$$

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = -\frac{L_s}{M V_s} P_s^{ref} \\ I_{rd}^{ref} = \frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{M V_s} Q_s^{ref} \end{cases} \quad (III.21)$$

III.11.1.2. Relations de la dérivée de courants rotoriques

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = \dot{I}_{rd} = \left(V_{rd} - R_r I_{rd} + g \omega_s L_s \sigma I_{rq} \right) \frac{1}{L_r \sigma} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \dot{I}_{rq} = \left(V_{rq} - R_r I_{rq} - g \omega_s L_r \sigma I_{rd} - g \omega_s \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \right) \frac{1}{L_r \sigma} \end{cases} \quad (III.22)$$

III.11.2. La commande par mode glissant des puissances active et réactive du GADA**III.11.2.1. Choix des surfaces de glissements**

La puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe q , et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe d , pour contrôler la puissance on prend ($r=1$), l'expression de la surface de contrôle de la puissance active et réactive pour forme :

$$S(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (III.23)$$

$$S(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (III.24)$$

III.11.2.2. Conditions de convergence

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence il faut que les deux surfaces du glissement soient nulles.

$$\begin{cases} S(P) = 0 \\ S(Q) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{S}(P) = \frac{d}{dt} (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) = 0 \\ \dot{S}(Q) = \frac{d}{dt} (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) = 0 \end{cases} \quad (III.25)$$

Par conséquent pour une surface de glissement nulle $S(P, Q)$ la puissance active et réactive convergeant exponentiellement vers leurs références. Alors pour suivre P_s^{ref} et Q_s^{ref} , il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante. La réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapounov $S(x) \dot{S}(x) < 0$ et celle d'invariance $\dot{S}(x) = 0$.

III.11.2.3. Loi de commande par mode glissant

L'algorithme de commande est défini par la relation [6]:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{rq} = \mathbf{u}_{rq}^{eq} + \mathbf{u}_{rq}^n \\ \mathbf{u}_{rd} = \mathbf{u}_{rd}^{eq} + \mathbf{u}_{rd}^n \end{cases} \quad (III.26)$$

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{rq}^n = -k_1 \cdot \text{sat}(S(P)) \\ \mathbf{u}_{rd}^n = -k_2 \cdot \text{sat}(S(Q)) \end{cases} \quad (III.27)$$

$$\text{sat}(S(x)/\phi) = \begin{cases} \text{sign}(S) & \text{if } |S| > \phi \\ S / \phi & \text{if } |S| < \phi \end{cases} \quad (III.28)$$

Ou

$\mathbf{u}_{rd}, \mathbf{u}_{rq}$: Grandeurs de commande,

$\mathbf{u}_{rd}^{eq}, \mathbf{u}_{rq}^{eq}$: Grandeurs de commande équivalente.

$\mathbf{u}_{rd}^n, \mathbf{u}_{rq}^n$: Termes de commutation de commande.

III.11.2.3.1. Contrôle de la puissance active

Pour contrôler la puissance active on prend ($r = 1$), l'expression de la surface de contrôle de la puissance active a pour forme :

$$S(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (III.29)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(P) = \left(\dot{I}_{rq}^{ref} - \dot{I}_{rq} \right) \quad (III.30)$$

On tire l'expression du courant \dot{I}_{rq}^{ref} et \dot{I}_{rq} :

$$\dot{S}(P) = \left(-\frac{L_s}{M V_s} \dot{p}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} \left(V_{rq} - R_r I_{rq} - g \omega_s L_r \sigma I_{rd} - g \frac{M V_s}{L_s} \right) \right) \quad (III.31)$$

$$\dot{S}(P) = v_1 \text{sign}(S(P)) \quad (III.32)$$

$$\left(-\frac{L_s}{M V_s} \dot{p}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} \left(-R_r I_{rq} - g \omega_s L_r \sigma I_{rd} - g \frac{M V_s}{L_s} \right) \right) = v_1 \text{sign}(S(P))$$

$$V_{rq} = -\frac{L_s L_r \sigma}{M V_s} \dot{p}_s^{ref} + R_r I_{rq} + g \omega_s L_r \sigma I_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} + L_r \sigma v_1 \text{sign}(S(P))$$

$$\begin{cases} V_{rq}^{eq} = -\frac{L_s L_r \sigma}{M V_s} \dot{P}_s^{ref} + R_r I_{rq} + g \omega_s L_r \sigma I_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \\ V_{rq}^n = L_r \sigma v_1 \text{sign}(S(P)) \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

III.11.2.3.2. Contrôle de la puissance réactive

Pour contrôler la puissance réactive on prend ($r = 1$), l'expression de la surface de contrôle de la puissance active a pour forme :

$$S(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (\text{III.34})$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(Q) = \left(\dot{I}_{rd}^{ref} - \dot{I}_{rd} \right) \quad (\text{III.35})$$

On tire l'expression du courant \dot{I}_{rd}^{ref} et \dot{I}_{rd} :

$$\begin{aligned} \dot{S}(Q) &= \left(\frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} (V_{rd} - R_r I_{rd} + g \omega_s L_r \sigma I_{rq}) \\ \dot{S}(Q) &= \left(\frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r I_{rd} + g \omega_s L_r \sigma I_{rq}) \end{aligned} \quad (\text{III.36})$$

$$\dot{S}(Q) = -v_2 \text{sign}(S(Q)) \quad (\text{III.37})$$

$$\left(\frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r I_{rd} + g \omega_s L_r \sigma I_{rq}) = -v_2 \text{sign}(S(Q))$$

$$V_{rd} = L_r \sigma \left(\frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) - (-R_r I_{rd} + g \omega_s L_r \sigma I_{rq}) + L_r \sigma v_2 \text{sign}(S(Q))$$

$$V_{rd} = L_r \sigma \left(\frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r I_{rd} - g \omega_s L_r \sigma I_{rq} + L_r \sigma v_2 \text{sign}(S(Q))$$

$$\begin{cases} V_{rd}^{eq} = L_r \sigma \left(\frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r I_{rd} - g \omega_s L_r \sigma I_{rq} \\ V_{rd}^n = L_r \sigma v_2 \text{sign}(S(Q)) \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

Les équations (III.33) , (III.38) permettent d'établir un schéma bloc du système électrique à commander (figure (III.13)).

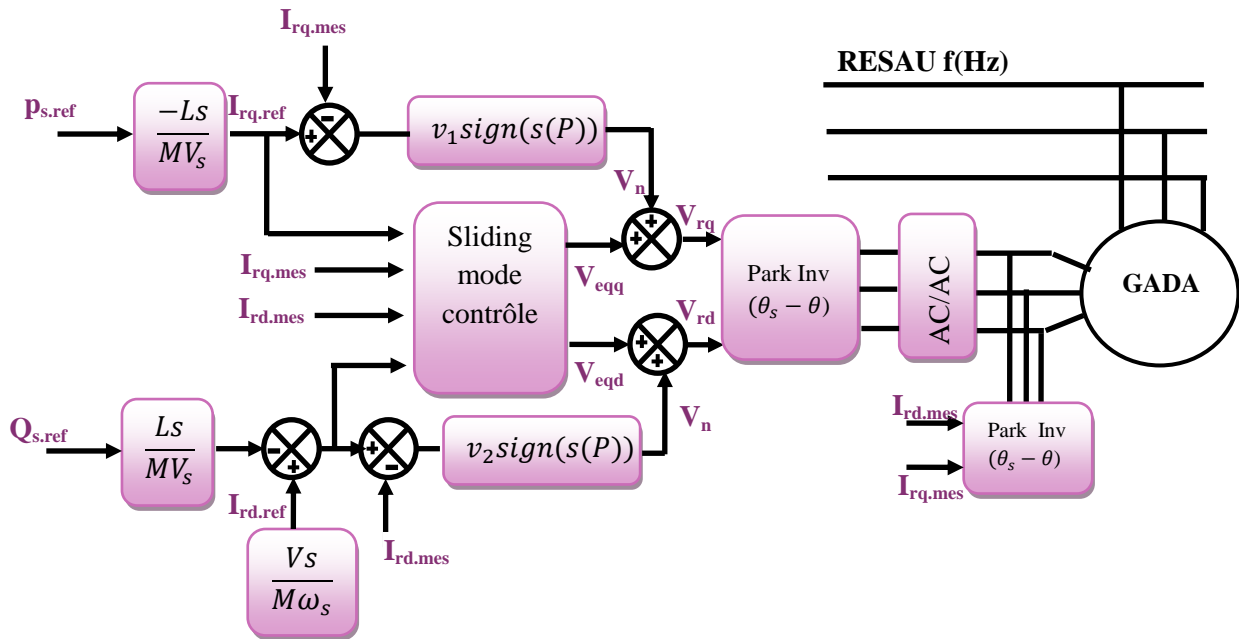


Figure (III.13). Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant.

III.11.3. Résultats de simulation du système global

Afin de valider notre approche nous présentons dans ce qui suit les résultats de simulation pour la machine asynchrone à double alimentation qui est entraînée par une turbine éolienne est contrôlée par la commande "MPPT" pour maximiser la puissance convertie pendant le fonctionnement :

III.11.3.1. Résultats de simulation du système sans convertisseur

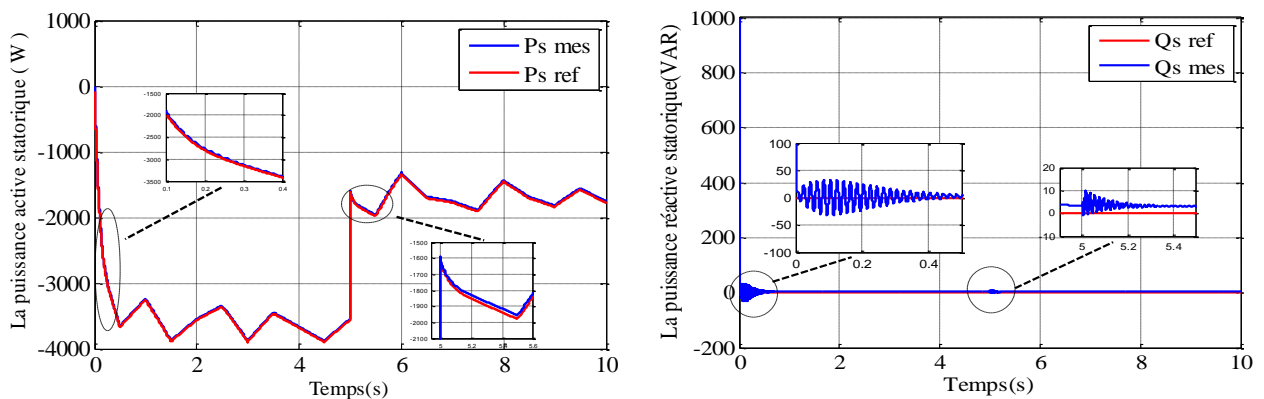


Figure (III.14). Les puissances active et réactive statoriques avec leurs références.

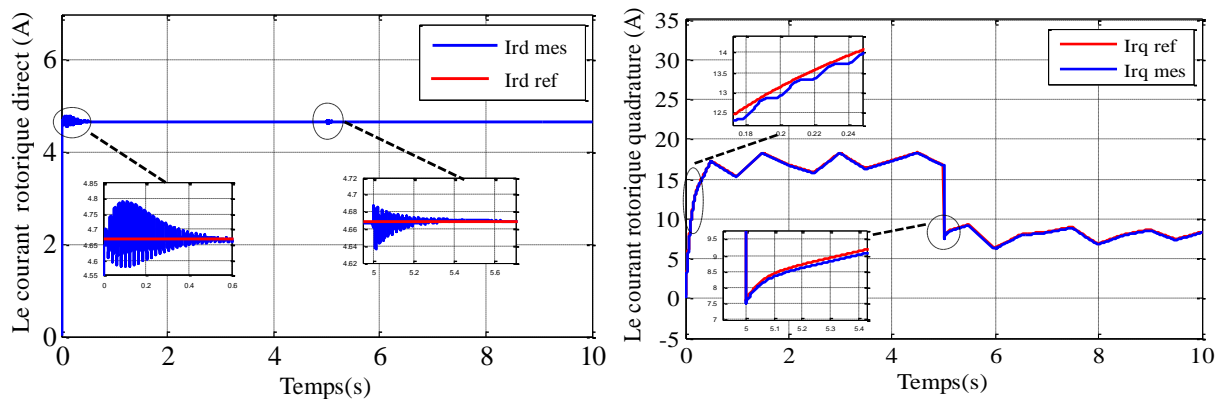


Figure (III.15). Les deux composantes du courant rotorique avec leurs références.

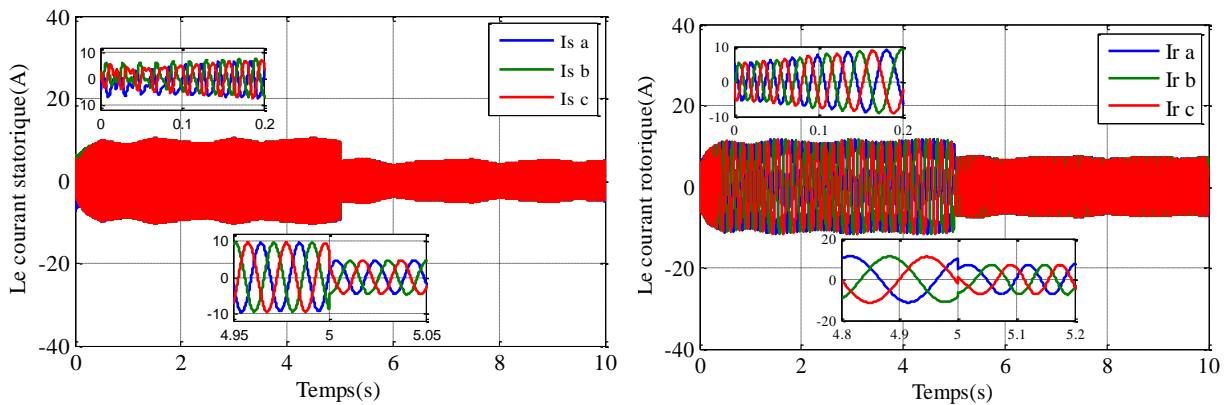


Figure (III.16). Les courants statoriques et rotoriques avec zoom.

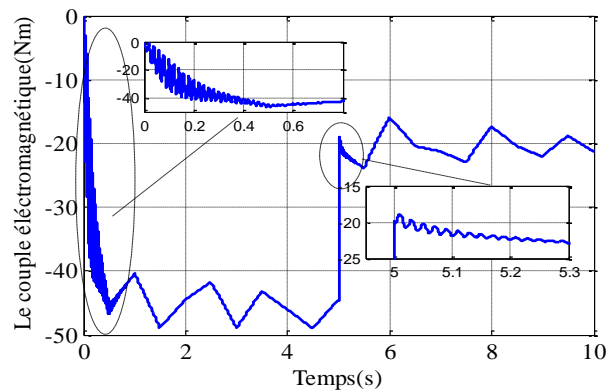


Figure (III.17). Le couple électromagnétique.

III.11.3.2. Résultats de simulation du système avec convertisseur

Les figures ci-après montrent les performances de la commande par mode glissant des puissances active et réactive statoriques appliquée à une MADA couplée directement au réseau par le stator et pilotée par les grandeurs rotoriques à travers deux convertisseurs bidirectionnelles MLI (modulation de largeur d'impulsion).

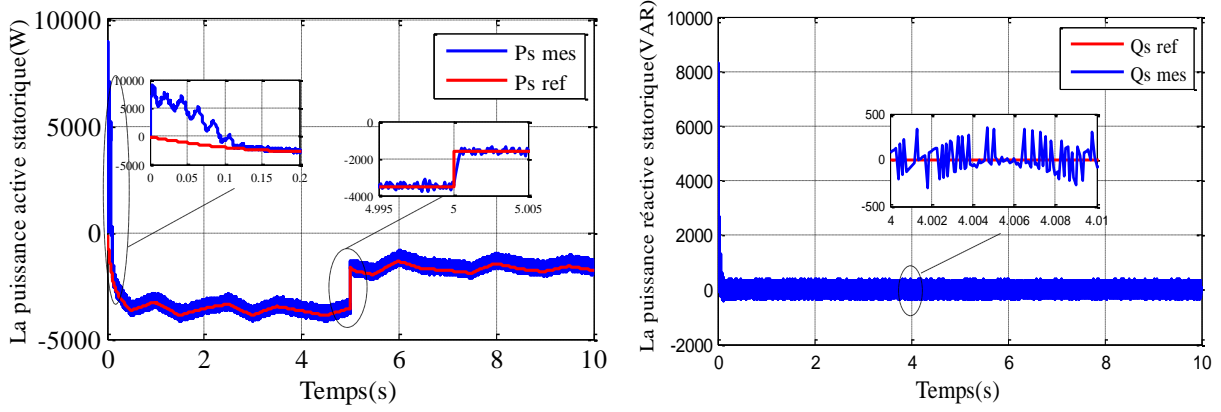


Figure (III.18). Les puissances active et réactive statoriques avec leurs références.

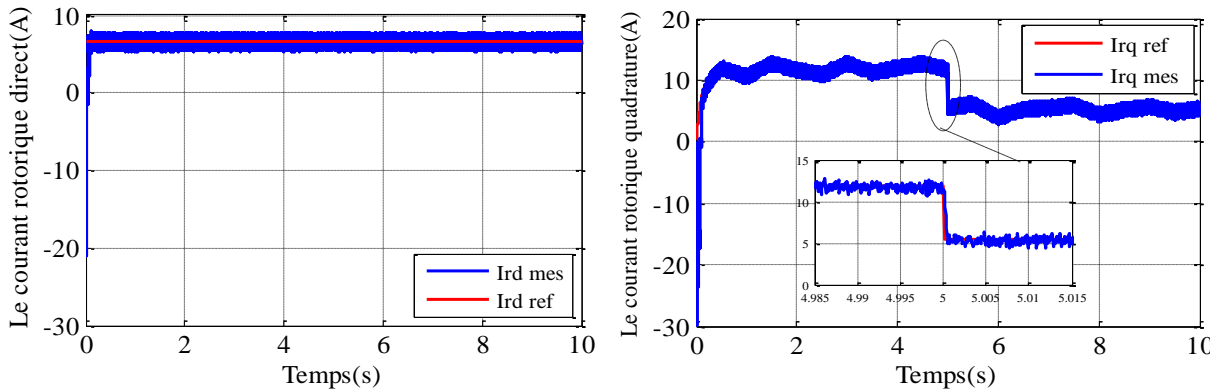


Figure (III.19). Les deux composantes du courant rotorique avec leurs références.

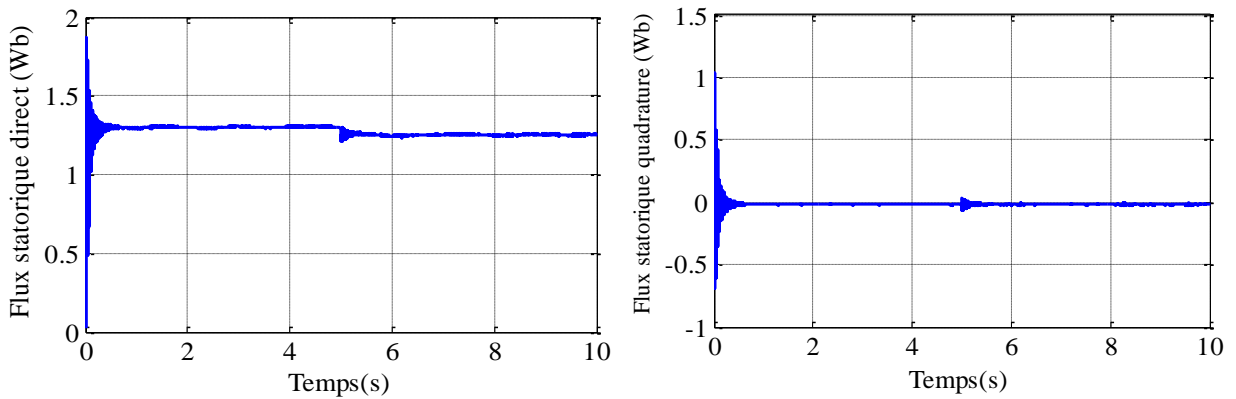


Figure (III.20). Le flux statorique selon l'axe d et q.

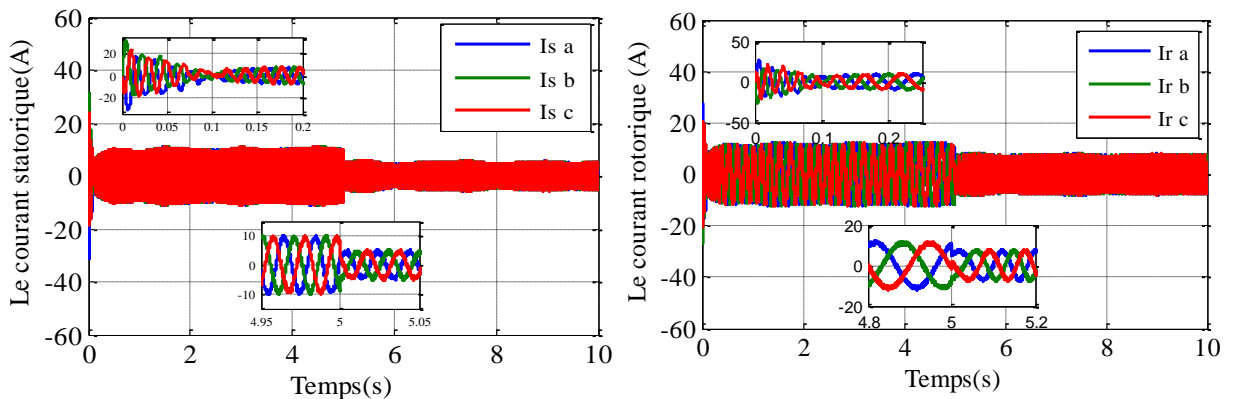


Figure (III.21). Les courants statoriques et rotoriques avec zoom.

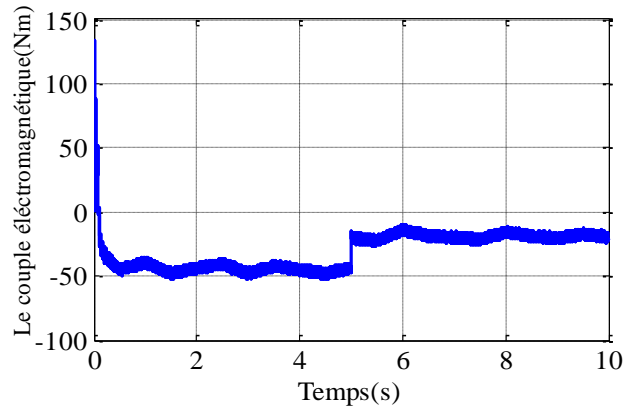


Figure (III.22). Le couple électromagnétique.

III.11.3.3. Interprétation des résultats

les figures des résultats de simulation montrent la réponse avec le régulateur par mode glissant (avec et sans convertisseur). La consigne de puissance active est obtenue à partir de la puissance mécanique générée par la turbine; c'est à dire en fonction de la vitesse du vent, et la consigne de puissance réactive est maintenue nulle de manière à garder le facteur de puissance unitaire côté stator. On remarque que les puissances active et réactive poursuivent parfaitement les variables désirées.

En commande par mode glissant les réponses sont sans dépassement, rapide en régime transitoire et l'erreur statique tend vers zéro. Dans notre cas, le réglage des puissances active et réactive par mode glissant apporte une amélioration remarquable par rapport aux régulateurs classiques PI (Chapitre II). Cette technique a permis d'obtenir un découplage parfait entre les deux composantes de la puissance statorique mais l'inconvénient major de cette commande c'est la présence du phénomène de chattering qui peut exciter les hautes fréquences jusqu'à endommager le système. Pour remédier à cet inconvénient et améliorer encore les performances de la commande par mode glissant plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature. Dans notre cas, nous envisageons, dans la partie suivante, une combinaison entre la commande par mode glissant et la commande par logique floue.

Deuxième partie

Commande par mode glissant flou

III.12. Commande par logique floue

III.12.1. Introduction

La logique floue suscite actuellement un intérêt général de la part des chercheurs, des ingénieurs et des industriels, et plus généralement de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturel, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine et de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par les humains.

La logique floue permet de faire le lien entre modélisation numérique et modélisation linguistique, ce qui a permis des développements industriels spectaculaires à partir d'algorithmes très simples de traduction de connaissances symboliques en entité numérique et inversement. La théorie des ensembles flous a également donné naissance à un traitement original de l'incertitude, fondée sur l'idée d'ordre, et qui permet de formaliser le traitement de l'ignorance partielle et de l'inconsistance dans les systèmes d'informations avancés. Les ensembles flous ont également eu un impact sur les techniques de classification automatique, et ont contribué à un certain renouvellement des approches existantes de l'aide à la décision [64].

L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Ces dernières années, la logique floue a été appliquée dans divers domaines. Cependant, la commande floue est le domaine qui suscite le plus de curiosité et s'avère être un champ d'application actif à travers le monde [65].

III.12.2. Notions de base de la logique floue

Cette section n'a pas pour but de donner un état des lieux complet de la logique floue, mais uniquement fournir les quelques notions de base de la logique floue d'une manière abrégée.

III.12.2.1. Ensemble floue

Dans la théorie des ensembles conventionnels, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble, donc le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble ne peut être que nul ou égal à l'unité. Par contre dans la théorie des ensembles flous, un élément peut plus ou moins appartenir à un ensemble, le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble flou peut prendre n'importe quelle valeur comprise dans l'intervalle $[0,1]$. Ce qui différencie les deux théories provient des

limites des ensembles définis. Dans la théorie classique les contours des ensembles sont « nets », tandis que pour les ensembles flous les contours sont graduels, ou encore « flous » comme l'illustre la Figure (III.23) [66].

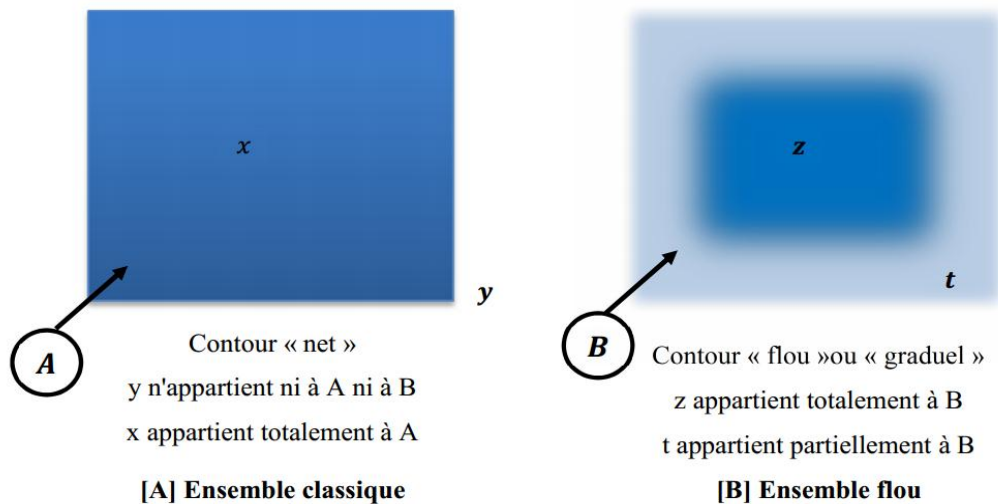


Figure (III.23). Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.

A ce titre, on associe aux ensembles classiques la logique binaire dite encore booléenne, et aux ensembles flous la logique floue. Ces deux logiques ne s'opposent pas, au contraire il apparaît comme nous le verrons plus loin, que la logique floue est une extension de la logique binaire pour laquelle les niveaux de vérité (degrés d'appartenance que l'on note μ), au lieu d'être vrai ou faux peuvent prendre des valeurs comprise entre 0 et 1.

III.12.2.2. Fonction d'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par (x) . L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné.

Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes (figure (III.24)) [66] :

- Triangulaires ;
- Trapézoïdales ;
- En forme de cloche (Gaussiennes),
- Sigmoidale .

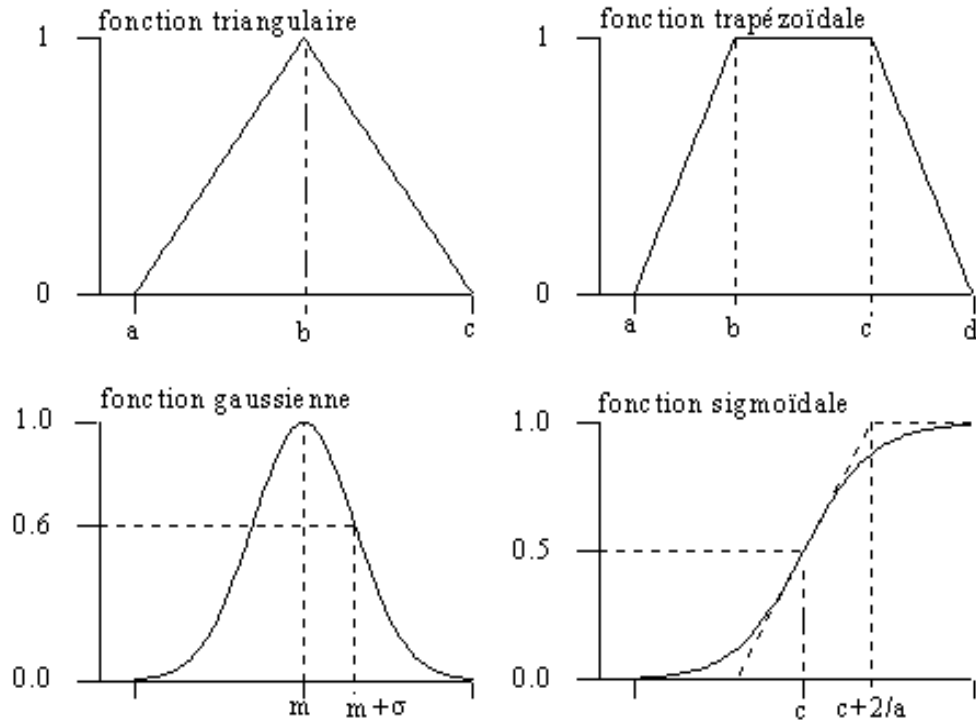


Figure (III.24). Différentes formes des fonctions d'appartenance.

Pour le traitement numérique en logique floue, il est nécessaire d'associer pour chaque valeurs de la variable linguistique une fonction d'appartenance qui prend différentes formes (figure (III.24)) [67][68] :

- **fonction triangulaire** : elle est définie par trois paramètres {a,b,c} :

$$\mu(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right] \quad (\text{III.39})$$

- **fonction trapézoïde** : elle est définie par quatre paramètres {a,b,c,d} :

$$\mu(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right] \quad (\text{III.40})$$

- **fonction gaussienne** : elle est définie par deux paramètres {m,σ}

$$\mu(x) = \exp \left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (\text{III.41})$$

- **fonction sigmoïdale** : elle est définie par deux paramètres {a,c}

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(a(x-c))} \quad (\text{III.42})$$

III.12.2.3. Variables linguistiques

La notion de variable linguistique permet de modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise est inconnue. Une variable linguistique, ou variable floue, est donc une variable dont les valeurs appartiennent à des ensembles flous pouvant représenter des mots du langage naturel. Ainsi une variable floue peut prendre simultanément plusieurs valeurs linguistiques. Par exemple la variable « Taille » peut appartenir aux ensembles flous " Petit, Moyen, Grand ".

La variable linguistique peut être représentée par un triplet $(x, T(x), U)$, dans lequel x est le nom de la variable linguistique, $T(x)$ l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x et U l'ensemble de référence (univers de discours). La figure(III.25) illustre un exemple de variable linguistique « vitesse » avec trois termes linguistiques : petite, moyenne et grande. [68].

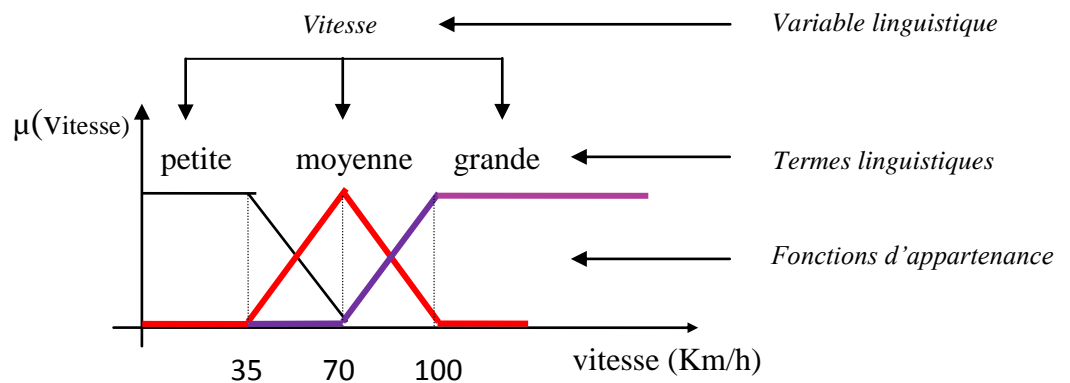


Figure (III.25). Représentation graphique des ensembles flous d'une variable linguistique.

III.12.2.4. Propriétés des ensembles flous

Supposons que A et B sont deux sous-ensembles flous définis dans un univers du discours X par les fonctions d'appartenance μ_A et μ_B . On peut définir des opérations ensemblistes telles que l'égalité, l'inclusion, l'intersection, l'union et le complément grâce à des opérations sur les fonctions d'appartenance [16][69].

a. Egalité

Deux ensembles flous A et B de X sont égaux si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur pour tout élément de X :

$$\forall x \in X, \quad \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{III.43})$$

b. Inclusion

Un ensemble flou A est inclus dans un ensemble flou B si toutes ses valeurs de fonction d'appartenance sont inférieures à celles de B sur tout le domaine X .

$$\forall x \in X, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III.44})$$

c. Support

Le support est défini comme l'ensemble des valeurs du domaine X pour lesquelles la fonction d'appartenance n'est pas nulle.

$$\text{sup } p(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (\text{III.45})$$

d. Hauteur

La hauteur d'un ensemble flou A est la valeur max de la fonction d'appartenance sur le domaine X . Un ensemble flou A est dit *normal* si $h(A)=1$.

$$h(A) = \max_{x \in X} \mu_A(x) \quad (\text{III.46})$$

e. Noyau

Le noyau d'un ensemble flou A est l'ensemble qui contient tous les éléments qui appartiennent sûr et certain à A (leurs degrés d'appartenance sont égaux à 1)

$$\ker n(A) = \{x \in X, \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{III.47})$$

f. Cardinal

Le cardinal d'un ensemble flou A est la somme des fonctions d'appartenance.

$$|A| = \text{Card}(A) = \sum_{x \in X} \mu_A(x) \quad (\text{III.48})$$

g. Partition floue

Soit N ensembles flous A_j du référentiel X . (A_1, A_2, A_j, A_N) est dite une partition floue si:

$$\forall x \in X \sum_{j=1}^N \mu_{A_j}(x) = 1 \quad (\text{III.49})$$

La Figure (III.26) illustre un exemple d'une partition floue formée de trois ensembles flous.

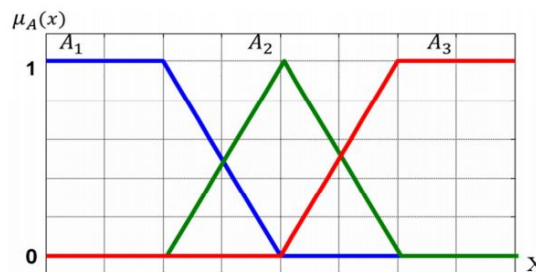


Figure (III.26). Exemple d'une partition floue formée de trois ensembles flous.

III.12.2.5. Opérateurs de la logique floue

Supposons que A et B sont deux sous-ensembles flous définis dans un univers du discours X par les fonctions d'appartenance μ_A et μ_B . On peut définir des opérations ensemblistes telles que l'égalité, l'inclusion, l'intersection, l'union et le complément grâce à des opérations sur les fonctions d'appartenance [67] [69].

III.12.2.5.1. Opérateur ET (Intersection floue)

L'intersection de A et B , que l'on note $A \cap B$, est le sous ensemble flou constitué des éléments de X affectés du plus petit des deux degrés d'appartenance μ_A et μ_B :

$$\mu_{A \cap B} = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad \forall x \in X \quad (\text{III.50})$$

Ou bien

$$\mu_{A \cap B} = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad \forall x \in X \quad (\text{III.51})$$

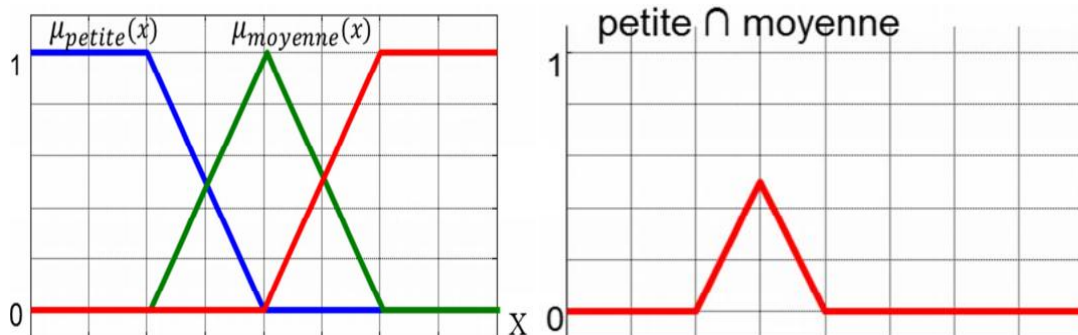


Figure (III.27). Opérateur ET.

III.12.2..5.2. Opérateur OU (Union floue)

L'union de A et B , que l'on note $A \cup B$, est le sous-ensemble flou constitué des éléments de X affectés du plus grand des deux degrés d'appartenance μ_A et μ_B :

$$\mu_{A \cup B} = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad \forall x \in X \quad (\text{III.52})$$

Ou bien

$$\mu_{A \cup B} = \mu_A(x) + \mu_B(x) \quad \forall x \in X \quad (\text{III.53})$$

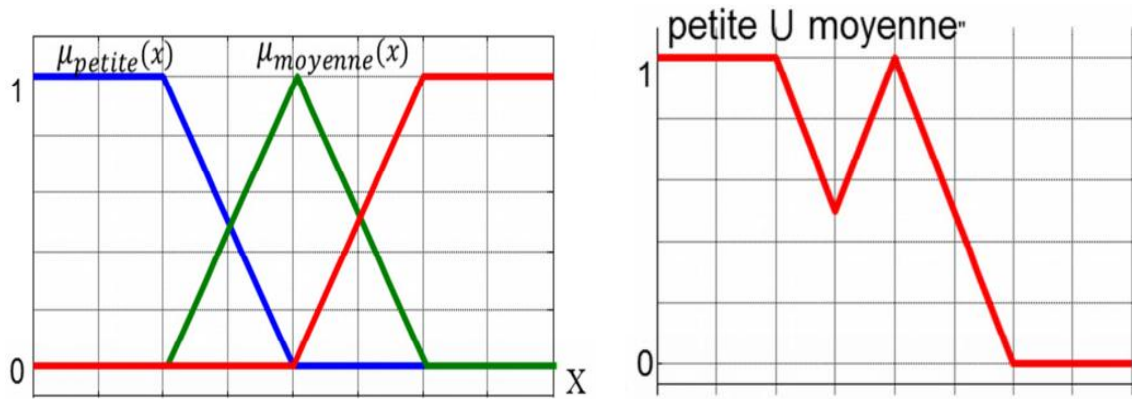


Figure (III.28). Opérateur OU.

III.12.2.5.3. Opérateur NON (complémentation floue)

Le complément de A , que l'on note A^c , est le sous ensemble flou de X constitué des éléments x lui appartenant d'autant plus qu'ils appartiennent peu à A :

$$\mu_{A^c}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad \forall x \in X \quad (\text{III.54})$$

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

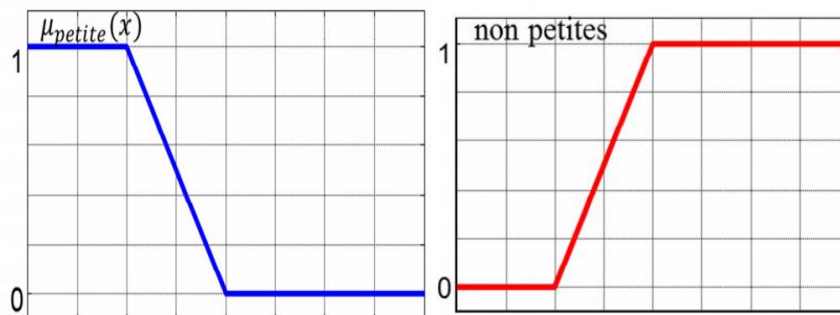


Figure (III.29). Opérateur NON.

III.12.2.6. Description générale d'un contrôleur flou

La conception d'un régulateur classique PID préconise la connaissance précise du modèle du système à commander. Les valeurs d'entrée doivent être mesurées avec exactitude afin d'éviter les erreurs. Pour un régulateur flou la connaissance du modèle mathématique du processus n'est pas nécessaire. C'est l'expérience des opérateurs du procédé ou les connaissances des experts, qui sont prises en compte pour établir la commande floue. Les algorithmes de réglage conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques.

La commande par logique floue peut opérer lorsque les procédés à commander sont mal connus ou difficiles à décrire précisément, ou lorsque les variables sont évaluées subjectivement et exprimées en langage naturel et non numériquement. Elle est simple à réaliser, flexible et donc

facilement adaptable aux conditions de fonctionnement du processus. Les règles sont faciles à comprendre et à modifier puisqu'elles sont exprimées par des termes du langage naturel [67][70]. L'architecture interne d'un régulateur flou est représentée par la figure (III.30).

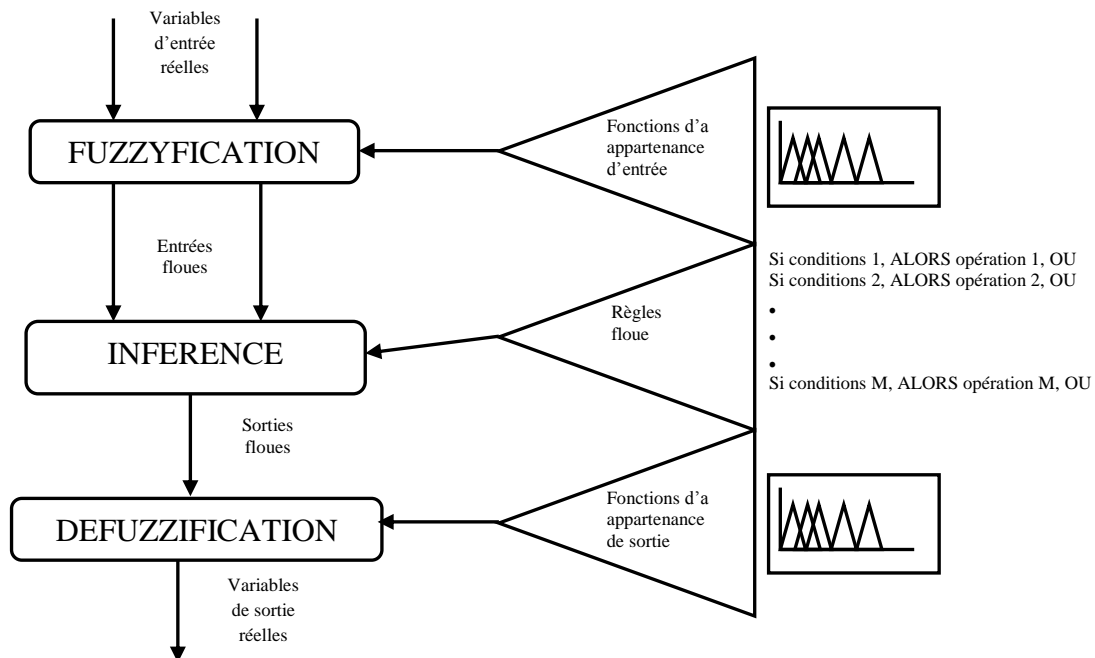


Figure (III.30). Structure d'un régulateur flou.

La structure d'un régulateur flou [70] est composée de trois blocs : la fuzzification, l'inférence et la défuzzification.

a. Fuzzification

L'opération de fuzzification, permettant le passage des grandeurs réelles aux valeurs floues consiste à déterminer les différents univers de discours correspondant aux domaines de variation des variables d'entrée et de sortie. Ensuite, définir pour chacune des variables ses sous-ensembles flous ainsi que leurs fonctions d'appartenance associées.

b. Inférence

L'opération d'inférence permet de relier les valeurs des variables linguistiques d'entrée aux celles des variables linguistiques de sortie par une table de règles, qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système à commander. C'est un mécanisme qui, en manipulant les règles floues, établit une décision. Il existe plusieurs méthodes d'inférence : *Maximum-Minimum*, *Max-Produit*, *Somme-Produit*. Le nom de la méthode désigne les opérateurs utilisés respectivement pour l'agrégation des règles floues et l'implication floue.

c. Défuzzification

Elle consiste à définir 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. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification : *méthode du maxima*, *méthode du centre de gravité*, *méthode de la moyenne des maximas*. Il est toutefois reconnu que la méthode du centre de gravité donne les meilleurs résultats.

Notons que les blocs de normalisation et de dénormalisation sont ajoutés respectivement en entrée et en sortie du régulateur flou afin qu'il soit transportable et adaptable même avec des paramètres différents.

III.12.3. Commande par mode glissant flou

III.12.3.1. Introduction

La logique floue, dont les bases théoriques ont été établies depuis le début des années 1960, permet d'exploiter les informations linguistiques décrivant le comportement dynamique du système. Ces informations, fournies par l'expert humain, peuvent être exprimées sous forme d'un ensemble de règles floues de type Si-Alors. La définition de règles ainsi que de fonctions d'appartenance à des ensembles dits « ensembles flous » permet aux concepteurs de mieux appréhender les processus imprécis et difficilement modélisables. L'un des domaines d'application de la logique floue qui a connu une évolution considérable et qui continue de susciter l'intérêt de plusieurs chercheurs est celui de la modélisation et la commande des systèmes [57][71]. En effet, depuis la mise en œuvre du principe de la commande floue pour la première fois en 1974, plusieurs techniques et applications ont été développées. Cette approche permet d'obtenir, d'une manière simple et sans faire appel à des développements mathématiques complexes, une loi de commande souvent efficace et présente l'intérêt de prendre en compte l'expertise d'un opérateur humain. Cependant, le problème de stabilité et de robustesse de ce type de lois de commande n'est pas encore résolu d'une manière définitive et reste un sujet de recherche.

III.12.3.2. La commande par mode glissant flou

La commande par mode glissant a reçu un intérêt croissant en raison de sa simplicité de mise en œuvre et sa robustesse vis à vis des incertitudes structurelles et des perturbations externes. Cependant, la présence de la fonction signe dans la loi de commande donne naissance à un phénomène de chattering qui peut endommager le système en excitant les hautes fréquences. Dans le but d'éliminer ce phénomène, sans détériorer les performances de commande et tout en gardant la robustesse du mode glissant, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature [57][72]. Ces

solutions consistent à combiner plusieurs techniques de commande pour obtenir de bonnes performances. Dans cette partie, nous considérons la combinaison de la commande par logique floue et la commande par mode glissant [73] en utilisant des surfaces de glissement non linéaires. En effet, les surfaces de glissement proposées dans la partie précédente seront utilisées dans la mise en œuvre de cette loi de commande hybride.

III.12.3.3. Mise en œuvre de la commande par mode glissant flou

L'intégration de la commande floue avec la commande par modes glissants permet, d'une part, d'exploiter la robustesse de la commande à structure variable et, d'autre part, d'utiliser le critère de stabilité de Lyapunov pour analyser la stabilité du système.

Comme nous l'avons déjà montré dans la partie précédente, le terme de correction discontinu dans une commande à structure variable est donné par :

$$u = -k \operatorname{sign}(s) \quad (\text{III.55})$$

Un mode glissant théorique est idéal et il est rare qu'il se produit dans le cas d'un système réel. Ceci est principalement dû au retard de commutation et au broutement autour de la surface de glissement. Cette situation peut être corrigée par un lissage de la commande discontinue à l'intérieur d'une bande limite (autour de la surface de glissement).

Le contrôleur de mode de glissement flou (FSMC) est une modification du contrôleur de mode de glissement, où le terme de contrôleur de commutation $\operatorname{sat}(S(x))$ a été remplacé par une entrée de commande floue comme indiqué ci-dessous [6][74] [75].

$$\begin{cases} \dot{V}_{rq} = \dot{V}_{rq}^{eq} + \dot{V}_{rq}^{fuz} \\ \dot{V}_{rd} = \dot{V}_{rd}^{eq} + \dot{V}_{rd}^{fuz} \end{cases} \quad (\text{III.56})$$

La structure d'approche proposée est illustrée par le schéma de la figure (III.31) :

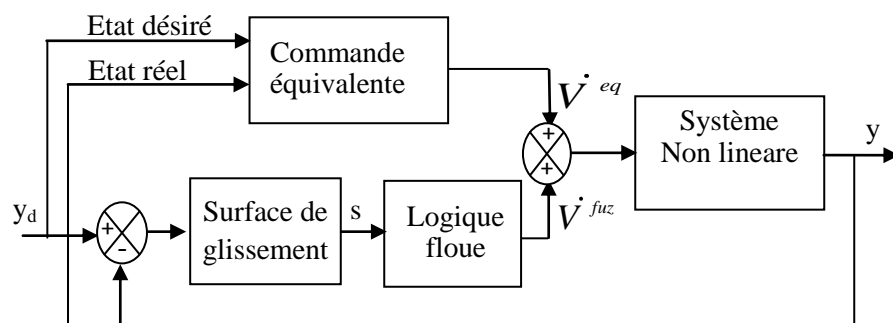


Figure (III.31). La structure de la commande hybride.

III.12.3.4. Développement pratique du contrôleur flou

La figure (III.32) montre la configuration interne d'un contrôleur flou [76]:

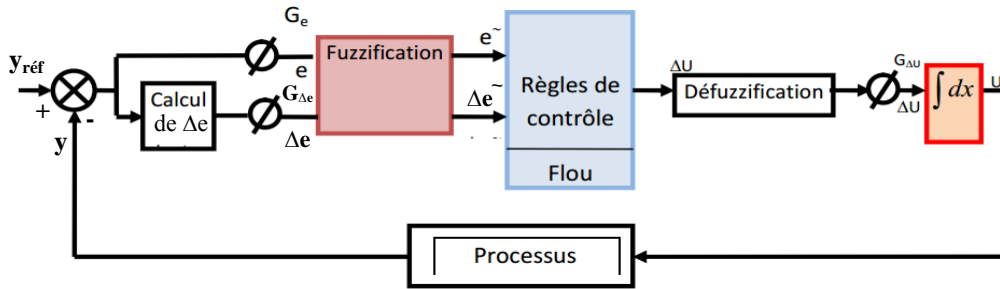


Figure (III.32). Schéma bloc d'une boucle régulation à contrôleur flou.

Ce contrôleur se compose essentiellement :

- D'un bloc de **fuzzification** de l'erreur et de sa variation. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance, nous avons opté pour les formes triangulaire et trapézoïdale comme indiquée sur la figure (III.33). Le choix des variables linguistiques sont représentées par :

NG : Négatif Grand; **NM** : Négatif Moyen; **NP** : Négatif Petit ; **EZ** : Environ de Zéro; **PP**: Positif Petit ; **PM** : Positif Moyen; **PG** : Positif Grand.

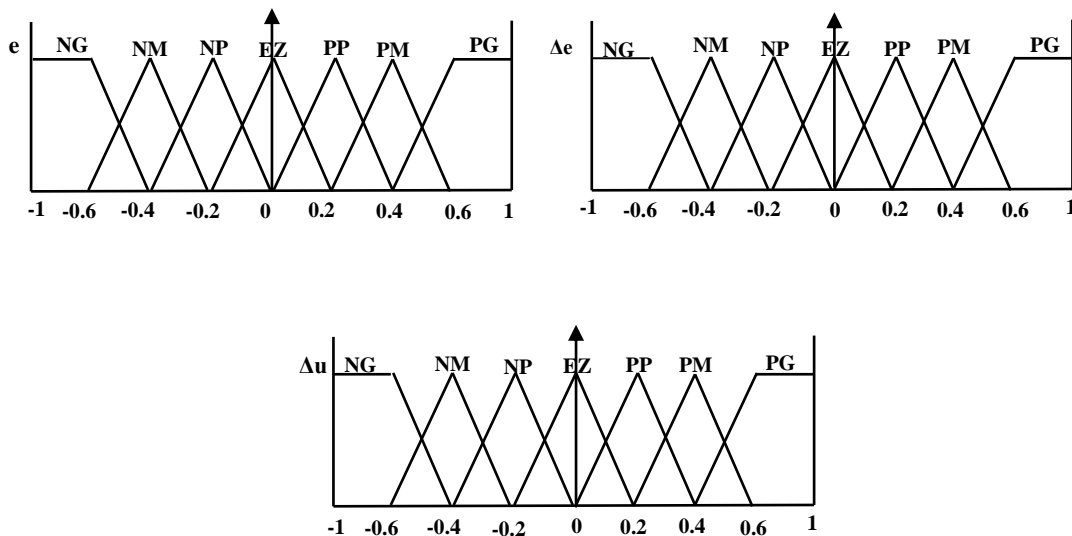


Figure (III.33). Fonctions d'appartenance utilisée par le contrôleur.

(e: L'erreur, Δe: Dérivée d'erreur, Δu: La commande)

- 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.

- Les règles d'inférences permettant de déterminer la variable de sortie pour le réglage des courants regroupés dans la table (III.1). 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.

Une représentation graphique de l'ensemble des règles, appelée matrice d'inférence ou table des règles, permet de synthétiser le cœur de régulateur flou. La table (III.1) représente une table d'inférence pour les deux variables linguistiques d'entrée l'erreur « e » et la variation de cette dernière « Δe » et la variable de sortie « Δu »

e Δe	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau (III.1). Table des règles du contrôleur flou.

III.12.3.5. Les résultats de simulation

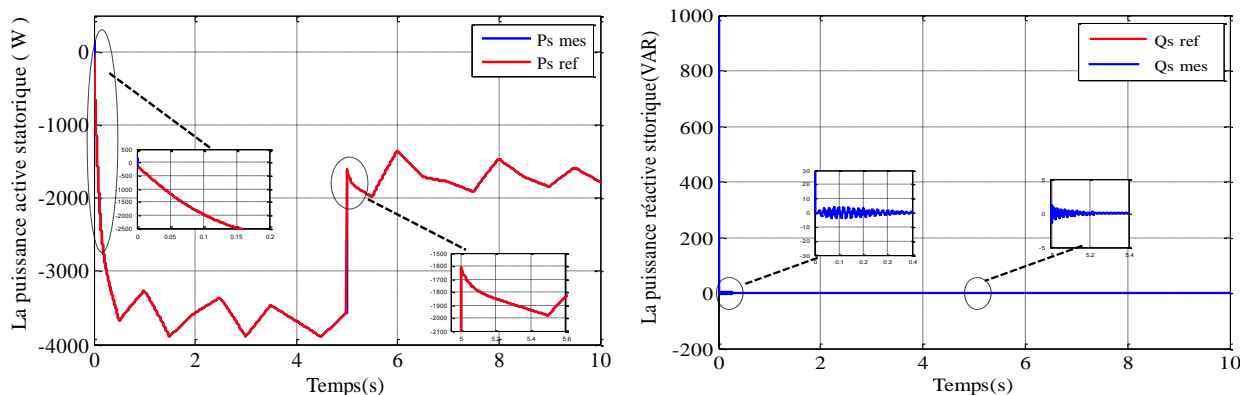


Figure (III.34). Les puissances active et réactive statoriques avec leurs références.

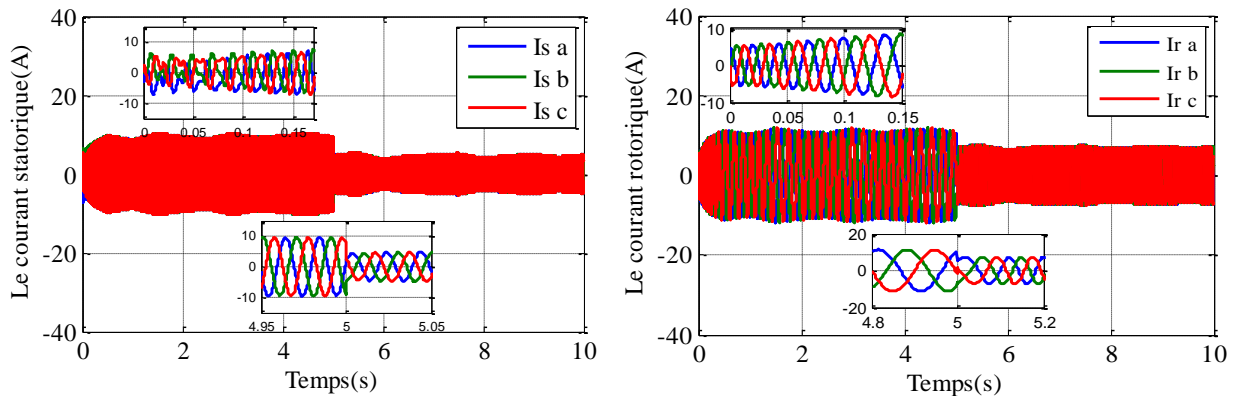


Figure (III.35). Les courants statoriques et rotoriques avec zoom.

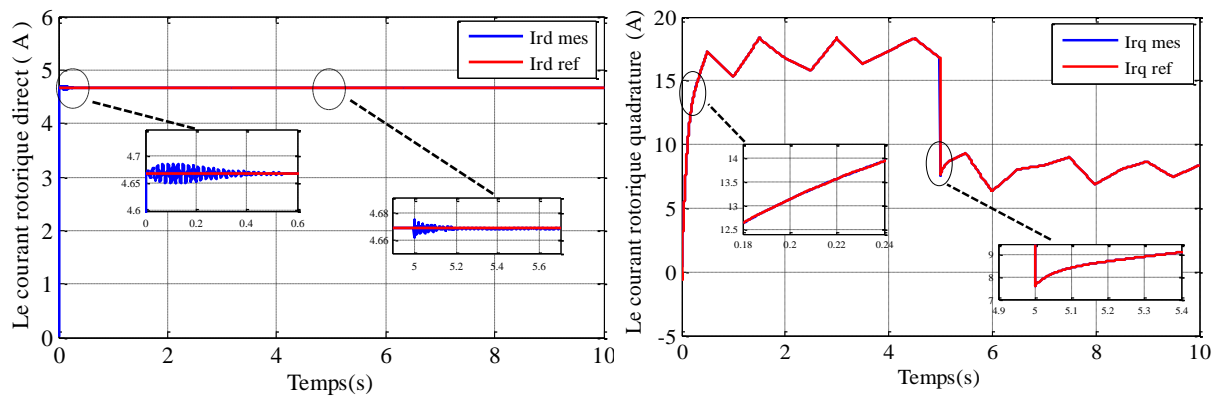


Figure (III.36). Les deux composantes du courant rotorique avec leurs références.

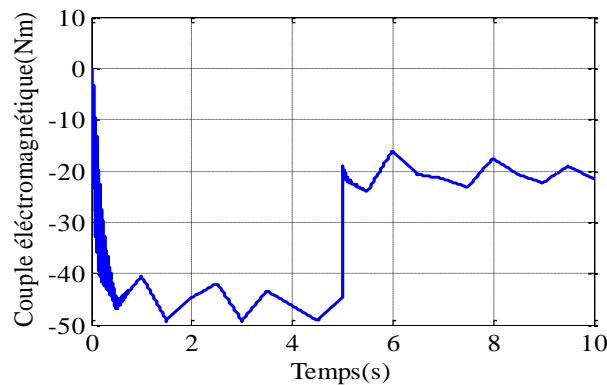


Figure (III.37). Le couple électromagnétique.

III.12.3.5.1. Interprétation des résultats

Les hypothèses de simulation ont été effectuées sous les mêmes conditions, et avec les mêmes profils dans le but de voir les nouvelles qualités de poursuite et de régulation. A partir de ces résultats, nous pouvons conclure que la technique hybride (glissant flou) présente de meilleures performances que celles de la commande par mode glissant. Particulièrement l'erreur de poursuite et le temps de réponse sont plus faibles dans le régime transitoire, et moins d'oscillations de perturbations dans leurs allures qui regagnent rapidement leurs valeurs de références, Ceci, permet d'améliorer la précision au régime établi et atténuer le phénomène de chattering.

III.12.4. Etude comparative entre les techniques de commande

Les résultats obtenus dans les chapitres deux et trois par simulation numérique de la génératrice asynchrone à double alimentation dans une chaîne de production d'énergie électrique à partir de l'énergie cinétique du vent, nous permettent d'effectuer une comparaison entre la commande vectorielle (CV), la commande par mode de glissement (SMC) et la commande par mode de glissement flou (FSMC) pour la régulation de puissances active et réactive statoriques de la machine asynchrone à double alimentation (MADA).

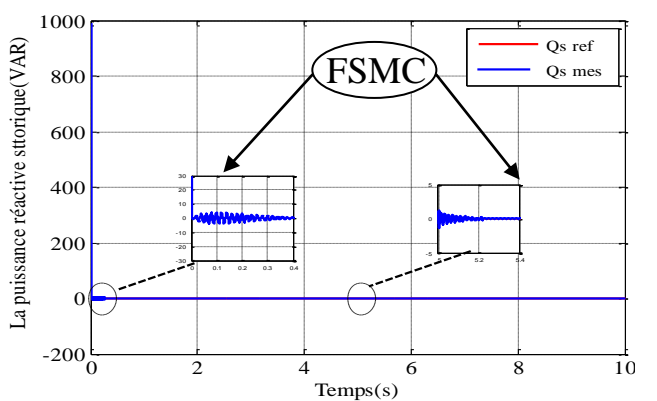
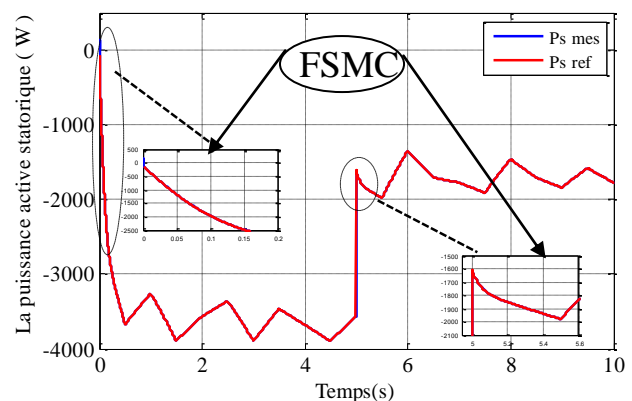
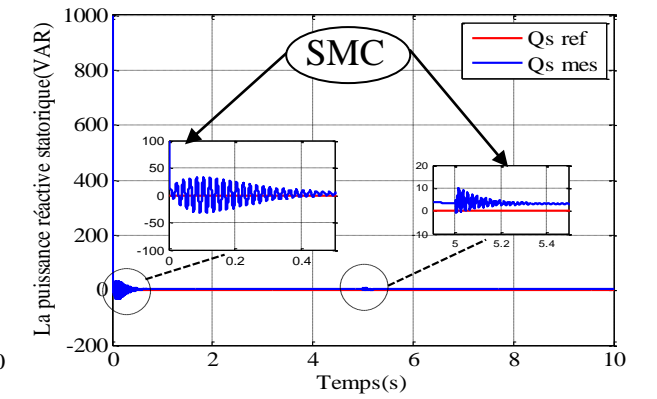
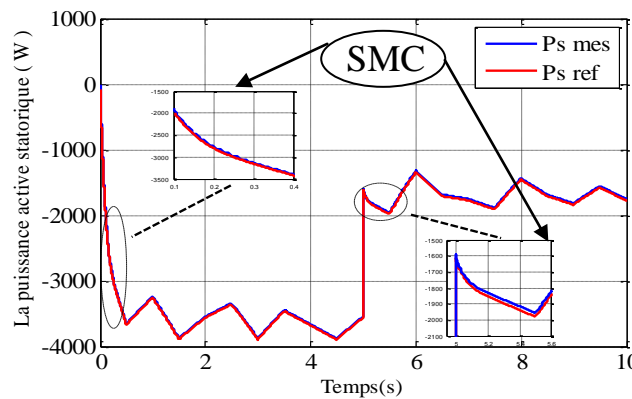
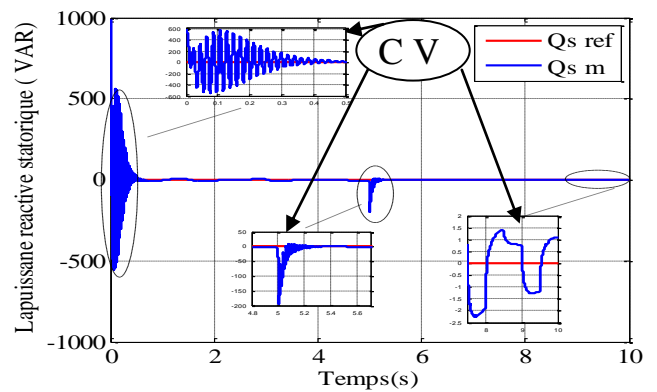
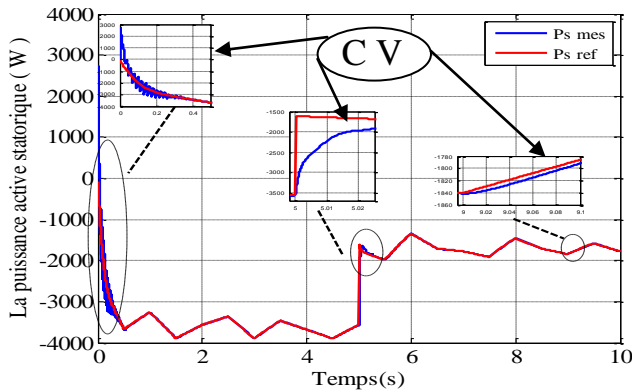


Figure (III.38). Puissance active statorique pour les trois commandes proposées.

Figure (III.39). Puissance réactive statorique pour les trois commandes proposées.

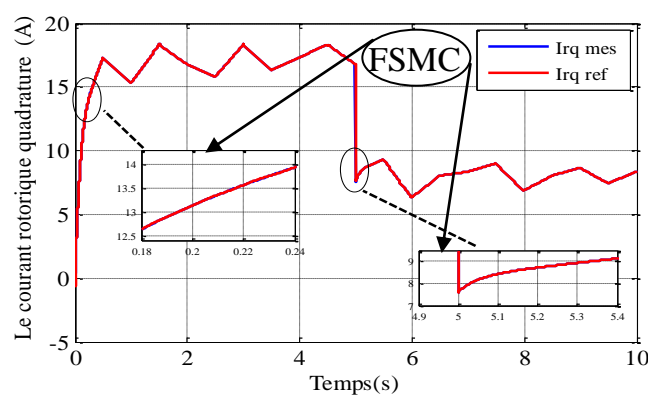
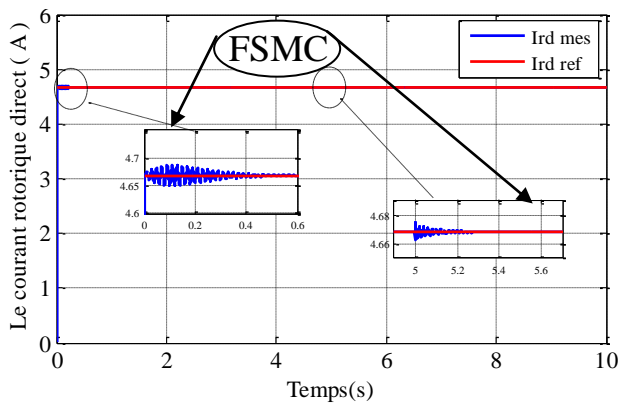
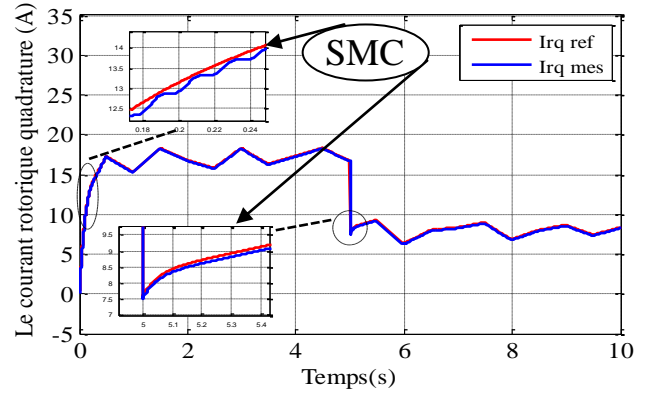
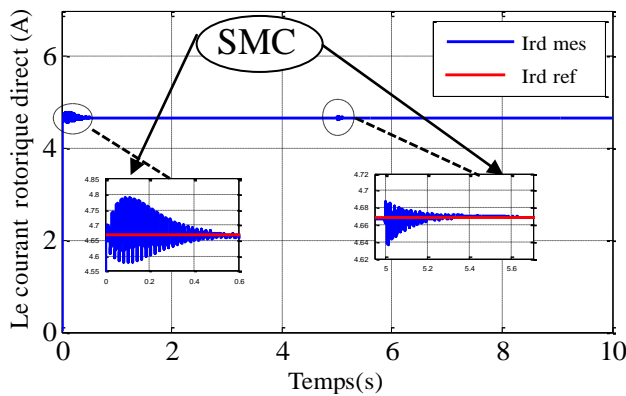
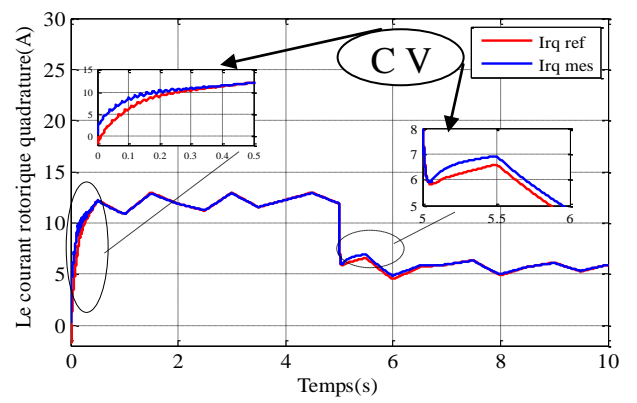
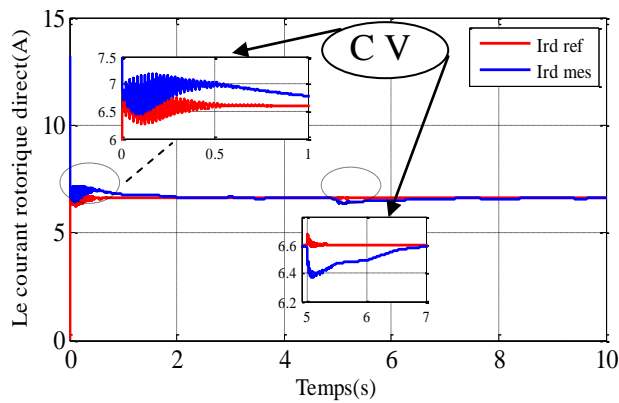


Figure (III.40). Les courants rotoriques directs pour les trois commandes proposées.

Figure (III.41). Les courants rotoriques quadratures pour les trois commandes proposées.

Ces résultats obtenus montrent que les performances de poursuite de la puissance active et réactive sont satisfaisantes pour les trois types de commande, mais ceux de la commande par mode glissant flou obtenus sont meilleures, comme il est apporté sur le tableau (III.2).

Comparaison P/P aux Type de commande	temps de réponse	Régime transitoire au démarrage (dépassements)	Sensibilité aux variation des consignes (variation des puissances active et réactive)
Commande vectorielle (Régulateur PI)	faible	une perturbation importante	Sensible
Commande par Mode Glissant	plus faible	une perturbation faible	Peu sensible
Commande par Mode Glissant-flou	trés faible	une perturbation très faible	insensible

Tableau (III.2). Comparaison entre les commandes proposées

III.13. Conclusion

En premier lieu, nous avons présenté l'aspect théorique de la commande par mode glissant à savoir: sa définition, son principe de commande, ...etc.). L'application de cette commande sur le système a permis de régler indépendamment les puissances produites par la MADA.

Les résultats de simulation numérique obtenus lors de l'application de cette commande sur le système avec et sans convertisseur montrent l'efficacité de cette commande implémentée. Ces résultats obtenus sont meilleurs et plus performants que ceux obtenus par la technique vectorielle (dépassement, temps de réponse, et précision de poursuite, ...) mais sont globalement, caractérisées par la présence d'une erreur de poursuite relativement grande et des oscillations rapides sur les signaux de commande. La cause principale de ces oscillations est la présence de la fonction signe dans les lois de commande. Pour remédier à cet inconvénient et améliorer les performances de cette approche et atténuer le phénomène de chattering associé à la commande par mode glissant nous avons utilisé un système hybride basé sur la combinaison de l'approche par mode glissant et celle par logique floue, cette méthode présente l'avantage d'allier les performances des deux types de contrôleurs. En effet, la commande par mode glissant flou permet d'atténuer d'une manière considérable le phénomène de chattering.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse concerne les nouvelles technologies de la production de l'énergie électrique qui représente à nos jours une nouvelle porte de recherche en génie électrique. C'est bien le domaine des énergies renouvelables, notamment l'éolienne.

A la lumière de l'étude effectuée, nous avons vu les étapes successives permettons d'élaborer des stratégies de commande d'une machine asynchrone double alimentée (MADA) utilisée dans la production de l'énergie éolienne pour atteindre les objectifs suivants :

- Le premier porte sur la modélisation et la commande en puissance d'un système éolien à base de la machine asynchrone à double alimentation pilotée par son convertisseur coté rotor CCM, en utilisant la technique MPPT afin de maximiser la puissance extraite du vent.
- Le second objectif concernait l'amélioration de la qualité de l'énergie fournie au réseau électrique par la MADA. Dans cette optique, différentes techniques sont proposées et comparées.

Pour atteindre ces objectifs, le premier chapitre de ce travail a été consacré à l'établissement d'un état de l'art relatif à l'énergie éolienne, nous avons présenté quelques notions sur l'énergie éolienne ainsi que les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion et les différents types d'éoliennes avec les machines électriques utilisées dans cette conversion d'énergie, dans la deuxième partie on a mené à une étude générale de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), ses applications, ses variantes de fonctionnement et ses avantages, ensuite, les différentes structures utilisées pour la conversion électromécanique ont été décrites.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la modélisation complète et globale du système de conversion d'énergie éolienne basé sur une machine asynchrone à double alimentation, en se basant sur quelques hypothèses simplificatrices, un modèle simplifié de la turbine a été élaboré. Après avoir identifié les différentes zones de fonctionnement du système et définir l'objectif pour chaque zone, nous avons développé deux techniques de maximisation et de limitation de la puissance extraite. Les résultats de simulation des deux algorithmes ont montré l'efficacité du contrôle que se soit pour la poursuite du point de fonctionnement optimale ou pour la limitation de la vitesse de rotation et de la puissance convertie.

Le modèle analytique simplifié de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) a été établi suivi par une étude comparative entre les deux types de fonctionnement Moteur et Générateur pour assimiler le comportement de ce type de machine dans ces différents régimes de fonctionnement. La génératrice asynchrone été destinée pour la production d'énergie dans le domaine éolien, Pour cela, la commande vectorielle indirecte basée sur l'orientation du flux

statorique a été élaborée dans cette partie, on a présenté l'étude théorique de la commande vectorielle, ou on a exprimé les grandeurs statoriques de la Machine Asynchrone à Double Alimentation en fonction des grandeurs rotoriques ayant pour but le pilotage de la MADA par le rotor, puis on a modélisé l'alimentation électronique du rotor constituée de deux convertisseurs à commande par MLI. Le bon suivi des consignes pour les deux puissances active et réactive statoriques a montré l'efficacité de la commande appliquée à priori la stratégie de régulation en MLI du convertisseur AC/AC (redresseur-onduleur).

Dans ce sens, nous avons poursuivi cette investigation en testant une méthodologie de commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques. La commande par mode glissant est, par nature, une commande non linéaire et sa loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Ce contrôle est caractérisé par sa robustesse vis à vis des perturbations. Cependant, la présence de la fonction signe dans la loi de commande (les résultats de simulation sont globalement, caractérisées par la présence d'une erreur de poursuite et des oscillations rapides sur les signaux de commande) provoque un phénomène de broutement (chattering) qui peut exciter les hautes fréquences jusqu'à endommager le système. Pour remédier à cet inconvénient et d'améliorer les performances de cette approche et atténuer le phénomène de chattering associé à la commande par mode glissant nous avons utilisé un système hybride basé sur la combinaison de l'approche par mode glissant et celle par logique floue, Cette structure a pour but d'exploiter la robustesse et la rapidité du mode glissant durant le régime transitoire, et la flexibilité du contrôleur flou durant le régime permanent.

• Perspectives

Face à ces observations et aux résultats obtenus, des perspectives intéressantes pouvant contribuer à l'amélioration du fonctionnement du dispositif éolien sont envisageables :

- ❖ L'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs pour la minimisation des harmoniques renvoyés au réseau.
- ❖ L'utilisation d'un algorithme de maximisation de la puissance captée par différentes techniques : logique floue, réseaux de neurones, mode glissant...etc.
- ❖ Etude des perturbations inhérentes de la production d'énergie éolienne vis-à-vis les déséquilibres du réseau électrique.
- ❖ L'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commande de la MADA.
- ❖ L'utilisation d'autres techniques de l'intelligence artificielle pour l'amélioration des performances des stratégies de contrôle classiques DTC et DPC, tels que : la logique floue et neuro-floue.

Annexes

Annexe A

Paramètres du système éolien

1. Les paramètres de la machine asynchrone double alimentée :

paramètres de la machine	symboles	valeur numérique
Puissance nominale	P_n	4KW
Tension nominale	v/U	220/380V
Courant nominal	i/I	15/8.6 A
Fréquence nominale statorique	f	50 Hz
La vitesse nominale	Ω_n	1440 tr /min
Nombre de paires de pôles	P	2
Résistance du stator	R_s	1.2 Ω
Résistance du rotor	R_r	1.8 Ω
Inductance du stator	L_s	0.1554 H
Inductance du rotor	L_r	0.15 68 H
Inductance Mutuelle	M	0.15 H
Moment d'inertie	J	0.2 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	f	0.001N. m. s/rd.

Tableau (A.1). Paramètres de la MADA.

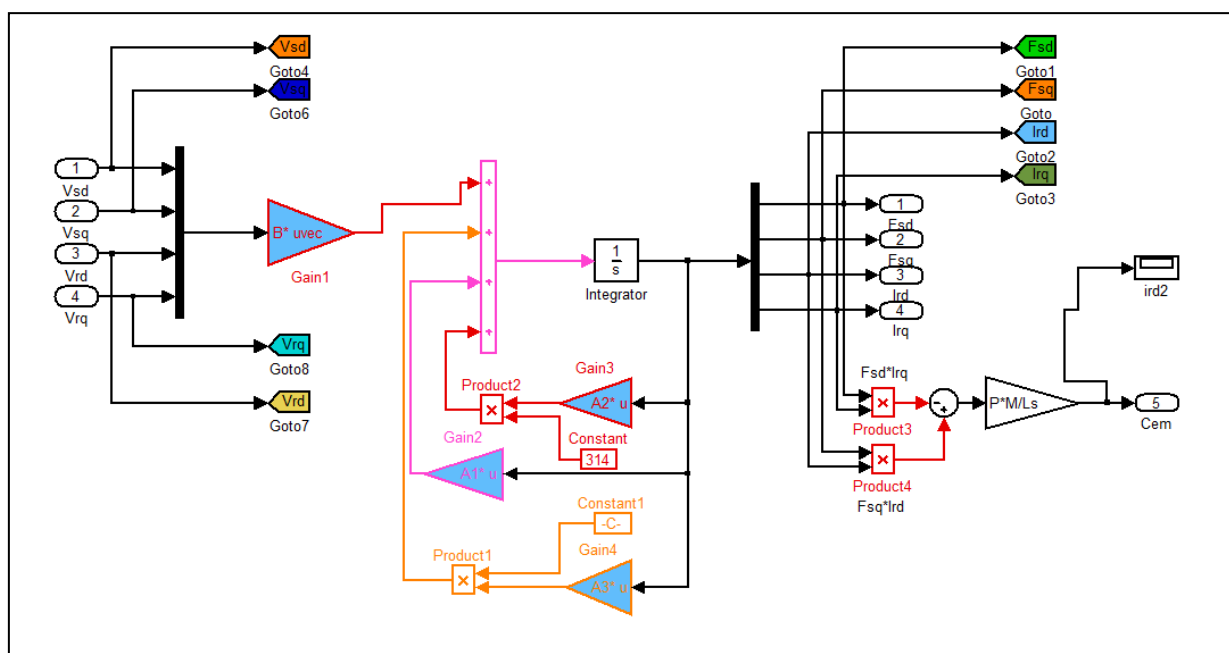
2. Les paramètres de la turbine éolienne utilisée :

paramètres de la turbine	symboles	valeur numérique
Puissance nominale	P_n	5 KW
Nombre des pales	N_p	3
Diamètre d'une pale	R	3m
Gain du multiplicateur	G	5.4
Inertie	J_t	315 Kg.m ²
Coefficient de frottement	f	0.0024 N.m.s/rd
Vitesse du vent de démarrage	v_{min}	3 m/s
Vitesse du vent de l'arrêt	v_{max}	25 m/s

Tableau (A.2). Paramètres de la turbine éolienne.

Annexe B

Le modèle de la GADA sous Simulink/MATLAB.



Annexe C

Synthèse du régulateur proportionnel intégral

La stratégie de commande de la MADA décrite au chapitre II, utilise un régulateur proportionnel intégral *PI*. C'est un régulateur simple et rapide à mettre en œuvre et performance. La figure (C.1) montre un système en boucle fermée corrigé par un régulateur *PI*.

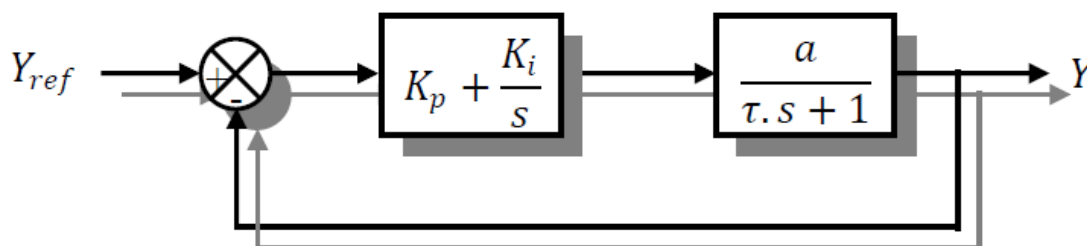


Figure (C.1). Système régulé par un régulateur proportionnel intégral.

t : Est la constante de temps du système.

$K_p + \frac{K_i}{s}$: Est la fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral.

$\frac{a}{t.s + 1}$: Est la fonction de transfert du système à réguler.

La fonction de transfert de l'ensemble système-régulateur s'écrit alors sous la forme suivante.

$$FTBO = \frac{\frac{K_p.s + 1}{K_i} * \frac{a}{t.s + 1}}{\frac{s}{K_i}} \quad (C.1)$$

$$\text{On prend : } t = \frac{K_p}{K_i} \quad (C.2)$$

$$\text{La fonction de transfert devient alors : } FTBO = \frac{K_i.a}{s} \quad (C.3)$$

$$\text{Ce qui donne en boucle fermée : } FTBF = \frac{1}{t_r.s + 1} \quad (C.4)$$

$$t_r = \frac{1}{K_i.a} \quad (C.5)$$

Avec:

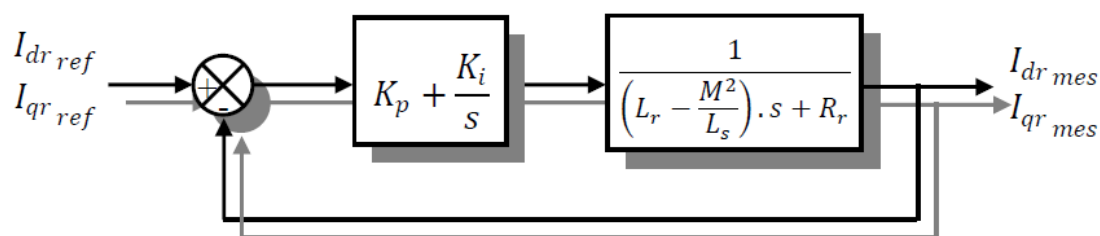
t_r : le temps de repense du système corrigé qui doit être suffisamment rapide. Ainsi, les gains du régulateur peuvent être exprimés de la manière suivante :

$$K_p = \frac{t}{t_r \cdot a} \quad (C.6)$$

$$K_i = \frac{1}{t_r \cdot a} \quad (C.7)$$

C.1. Boucle des courants

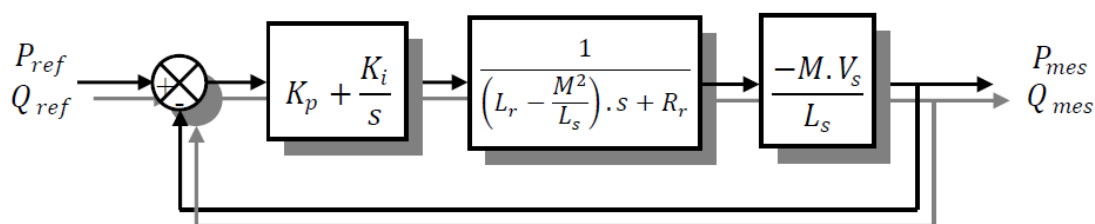
Si on considère l'hypothèse d'un couplage entre l'axe direct et l'axe en quadrature négligeable pour la commande directe, et parfaitement compensé pour les commandes indirectes en boucle ouvert et en boucle fermée, ainsi que tous les termes de perturbation compensés on obtient le système corrigé de la figure (C.2).



Figure(C.2). Schéma de la régulation des courants rotorique.

C.2. Boucle des puissances

Sous les mêmes hypothèses que pour la boucle des courants, on obtient la fonction de transfert à corriger pour le contrôle des puissances (figure (C.3)).



Figure(C.3). Schéma de la régulation des puissances statoriques.

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] **Abderrazak Guettaf**, "Optimisation floue- génétique d'un système de pompage éolien", thèse de doctorat, université de Biskra, 2013.
- [2] **Azeddine Benlamadou**, "Contribution à la commande de la génératrice asynchrone à cage entraînée par une turbine éolienne", thèse de doctorat, université de Batna, 2013.
- [3] **Arnaud Gaillard**, "Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service", thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy-I, 2010.
- [4] **Azeddine Chaiba**, "Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle", thèse de doctorat, université de Batna, 2010.
- [5] **Hadda Benderradji**, "Contribution à la commande robuste de la machine à induction", thèse de doctorat, université de Batna, 2013.
- [6] **Ouassila Belounis, Hocine Labar**, "Fuzzy sliding mode controller of DFIG for wind energy conversion", International Journal of Intelligent Engineering and Systems, Vol.10, N°2, 2017.
- [7] **Tarak Ghennam**, "Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation", thèse de doctorat, école polytechnique d'Alger, école centrale de Lille, 2011.
- [8] **D. Le Gourieres**, "Les éoliennes : théorie, conception et calcul pratique", Editions du moulin Cadiou, 2^{ème} édition 2008.
- [9] **Nachida Kasbadji Merzouk**, "Evaluation du gisement énergétique éolien. Contribution à la détermination du profil vertical de la vitesse du vent en Algérie", thèse de doctorat, université de Tlemcen, 2006.
- [10] **Frédéric Poitiers**, "Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne", thèse de doctorat, université de Nantes, 2003.
- [11] **Amar Maafa**, "Etude d'un générateur éolien basé sur la cascade de deux machines asynchrones piloté par un convertisseur de fréquence", mémoire de magister, université de Batna, 2011.

- [12] **Majid si Brahim**, "Etude d'un système de conversion de l'énergie éolienne à base de la machine asynchrone", thèse de doctorat, université de Tizi Ouzou, 2015.
- [13] **Farid Merrahi**, "Alimentation et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (Application à l'énergie éolienne)", mémoire de magister, Ecole Nationale polytechnique d'Alger, 2007.
- [14] **Khaled Ferkous**, "Etude d'une chaîne de conversion de l'énergie éolienne", mémoire de magister, université de Constantine, 2009.
- [15] **Théodore Wildi, Gilbert Sybille**, "Electrotechnique", Edition De Boeck, 4^{ème} édition, 2005.
- [16] **Farid Boumaraf**, "Commande d'un aérogénérateur- apport des techniques de l'intelligence artificielle", thèse de doctorat, université de Batna, 2014.
- [17] **Armand Boyette**, "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne", thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy 1, 2006.
- [18] **Nesmat Abu-Tabak**, "Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines : modélisation, commande, observation et simulation", thèse de doctorat, école doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon, 2008.
- [19] **Messaoud Mayouf**, "Etude comparative des architectures et stratégies de contrôle d'un aérogénérateur synchrone à aimants permanents", thèse de doctorat, université de Batna, 2014.
- [20] **Iheb Abderrahim**, "Amélioration de la qualité d'énergie d'un système de conversion d'énergie éolienne à base de machine asynchrone à double alimentation et connecté au réseau électrique", mémoire présenté à l'obtention de la maîtrise en génie concentration énergies renouvelables et efficacité énergétique, l'école de technologie supérieure, université du Québec, 2015.
- [21] **Youcef Bekakra**, "Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation", thèse de doctorat, université de Biskra, 2014.
- [22] **Dendouga Abdelhakim**, "Contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation", thèse de doctorat, université de Batna, 2010.
- [23] **Paul-Etienne Vidal**, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", thèse doctorat, institut national polytechnique de Toulouse, 2004.
- [24] **Abderraouf Boumassata**, "Modélisation et simulation d'une chaîne de conversion éolienne", thèse doctorat 3^{ème} cycle, université de Constantine, 2016.

- [25] **Fairouz Kendouli**, "Centrale éolienne et qualité de l'énergie électrique", thèse de doctorat, université de Constantine, 2012.
- [26] **Dominique Guérette**, "Asservissement d'une éolienne à vitesse variable et à pas fixe dans le cadre d'un système de jumelage éolien-diesel à haute pénétration", mémoire présenté à l'obtention de la maîtrise en sciences appliquées, l'université du Québec à Rimouski, 2010.
- [27] **Youcef Djeriri**, "Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle", thèse de doctorat, université de Sidi-Bel-Abbes, 2015.
- [28] **Nadia Akkari**, "Contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation ", thèse de doctorat, université de Batna, 2010.
- [29] **Georges Salloum**, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation", thèse doctorat, institut national polytechnique de Toulouse, 2007.
- [30] **Salma El-Aimani**, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", thèse de doctorat, école centrale de Lille (ECL), 2005.
- [31] **Abderrahim Telli**, "Etude et commande d'une éolienne à vitesse variable intégrée au réseau MT", mémoire de magister, université d'Oran , 2012.
- [32] **Sejir Khojet El khil**, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée "MADA" ", thèse de doctorat, institut nationale polytechnique de Toulouse, 2006.
- [33] **H. Djeghloud, A. Bentounsi, H. Benalla**, "Simulation of a DFIG-based wind turbine with active filtering function using matlab/simulink", IEEE XIX international conference on electrical machines - ICEM, Rome, 2010.
- [34] **Le-peng Song, Hui Li**, "Simulation for strategy of maximal wind energy capture of doubly fed induction generators", IEEE Sixth International Conference on Natural Computation (ICNC), pp.2154-2158, 2010.
- [35] **F. Bouchafaa, I. Hamzaoui, A. Talha**, "Control the flywheel storage system by fuzzy logic associated with the wind generator", international journal of renewable energy research , Vol.2, N° 4, 2012.
- [36] **M. Machmoum, F. Poitiers, C. Darengosse, A. Queric**, "Dynamic performances of doubly-fed induction machine for a variable-speed wind energy generation", IEEE Proceedings of the

International Conference on Power System Technology , Vol.4, New York, NY, USA, pp. 2431-2436, 2002.

[37] **R. Cheikh, H. Belmili, S. Drid, A. Menacer, M.Tiar**, "Fuzzy logic control algorithm of grid connected doubly fed induction generator driven by vertical axis wind turbine in variable speed", IEEE Proceedings of the 3rd International Conference on Systems and Control, Algiers, Algeria, pp. 439-444, 2013.

[38] **Samir Metatla**, "Optimisation et régulation des puissances d'une éolienne à base d'une MADA", mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2009.

[39] **D. Kairous, R. Wamkeue**, "DFIG-based fuzzy sliding-mode control of WECS with a flywheel energy storage", Electric Power Systems Research 93, 2012.

[40] **Xiangjie Liu¹, Yaozhen Han**, "Sliding mode control for DFIG-based wind energy conversion optimization with switching gain adjustment", IEEE Proceeding of the 11th World Congress on Intelligent Control and Automation Shenyang, China, 2014.

[41] **Ali Bechouche**, "Utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande d'une machine asynchrone Application à une éolienne", thèse de doctorat, université Tizi Ouzou, 2013.

[42] **B. Hamane, M. L. Doumbia, M. Bouhamida, M. Benghanem**, "Control of wind turbine based on DFIG using Fuzzy-PI and sliding mode controllers", IEEE Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2014.

[43] **T. Mesbahi, T. Ghennam, E. M. Berkouk**, "A doubly fed induction generator for wind stand-alone power applications (simulation and experimental validation)", IEEE XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Marseille, France, pp.2028-2033, 2012.

[44] **T. Ghennam, E.M. Berkouk**, "Back-to-back three-level converter controlled by a novel space-vector hysteresis current control for wind conversion systems", Electric Power System Research Journal, Elsevier, Vol.80, Issue 4, pp. 444-455, 2010.

[45] **Asma Ben amar**, "Etude de la commande d'un système éolien basé sur une GADA", mémoire de magister, université de Batna, 2016.

[46] **Milton Kumar Das, S. Chowdhury, S.P. Chowdhury, C.T. Gaunt**, "Control of a grid connected doubly-fed induction generators for wind energy conversion", IEEE Proceedings of 44th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2009.

- [47] **T. Ghennam, E.M. Berkouk, B. François**, "Modeling and control of doubly fed induction generator (DFIG) based wind conversion system", IEEE, Second International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (Powereng), Lisbon, Portugal, pp. 507-512, 2009.
- [48] **T. Ghennam, E.M. Berkouk, B. François**, "DC-link voltage balancing algorithm using a space-vector hysteresis current control for three-level VSI applied for wind conversion system", 12th European conference on power electronics and applications (EPE), Aalborg, Denmark, pp.1-10, 2007.
- [49] **Ihssen Hamzaoui**, "Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur", mémoire de magister, Ecole nationale polytechnique, 2008.
- [50] **Minh Huynh Quang**, "Optimisation de la production de l'électricité renouvelable pour site isolé", thèse de doctorat, université de Reims Champagne-Ardenne, 2013.
- [51] **Mohamed Bedboudi**, "Commande et diagnostic des défauts de la machine asynchrone", thèse de doctorat, université de Annaba, 2016.
- [52] **Koussaila Mesbah**, "Etude du générateur asynchrone et coordination des puissances dans une ferme éolienne connectée au réseau", thèse de doctorat, université de Tizi Ouzou, 2016.
- [53] **M. Doumi, A.G. Aissaoui, A. Tahour, and M. Abid**, "Wind Energy conversion system based on a double fed induction generator using fuzzy logic and sliding mode control", IEEE International Conference on Composite Materials & Renewable Energy Applications (ICCMREA), 2014.
- [54] **Naouel Hamdi**, "Amélioration des performances des aérogénérateurs", thèse de doctorat, université de Constantine, 2013.
- [55] **Ayman Hussain**, "Contribution à la commande adaptative robuste par modes glissants", thèse de doctorat, université de Reims Champagne Ardenne, France. 2009.
- [56] **Sid Ahmed El Mahdi Ardjoun**, "Commande en vitesse par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation", mémoire de magister, université de Sidi-Bel-Abbès, 2010.
- [57] **Samir Zeghlache**, "Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical", thèse de doctorat université de M'sila, 2014.
- [58] **JJ.Slotine, W.Li**, "Applied nonlinear control", Prentice Hall international, 1991.
- [59] **A.Isodori**, " Nonlinear control system ", 3^{ème} édition, spinger verlag, London, UK, 1995.

- [60] **Amieur Toufik**, "Commande des systèmes non linéaires par mode glissant flou ", mémoire de magister, université de Biskra, 2009.
- [61] **M. Bedboudi, H. Kherfane, D.E. Khodja, S. Moreau**, "Sliding mode based fault tolerant control of an asynchronous machine", *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol.10, No.3, pp.284-291, 2014.
- [62] **S. Zeglache, D. Saigaa, K. Kara, A. Harrag, A. Bouguerra**, " Fuzzy based sliding mode control strategy for an UAV type quadrator ", *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol.8,No.3, pp. 436-446, 2012.
- [63] **Y. Bekakra, D. Ben attous**, " Speed and flux control for DFOC of doubly fed induction machine using sliding mode controller", *Acta Electrotechnica et Informatica*, Vol. 10, No. 4, pp. 75-81, 2010.
- [64] **Mihoub Youcef**, "Commande floue adaptative de la machine asynchrone", thèse de doctorat, université d'Oran, 2012.
- [65] **Khatir Khettab**, "Techniques avancées pour la synthèse et l'amélioration des performances des systèmes de commande adaptative d'ordre fractionnaire pour les processus incertains", thèse de doctorat, université de Skikda, 2016.
- [66] **Belkacem Toual**, "Modélisation et commande floue optimisée d'une génératrice à double alimentation, application à un système éolien à vitesse variable", mémoire de magister, université de Batna ,2010.
- [67] **Buhler H**, "Réglage par la logique floue", presses polytechniques et universitaires romandes, 1994.
- [68] **Nesrine 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.
- [69] **Diab Mokeddem**, "Contrôle flou des processus biotechnologiques à base d'algorithmes génétiques", thèse doctorat, université de Sétif, 2010.
- [70] **Abderrahmen Bouguerra**, " Commande tolérante aux défauts d'un appareil à vol vertical ", thèse de doctorat, université de M'sila, 2015.
- [71] **H. Zhang, Z. Bien**, "Adaptive fuzzy control of MIMO nonlinear systems", *Fuzzy Sets and Systems*, 115(2), pp. 191-204, 2000.

- [72] **A. Levant**, "Universal SISO sliding-mode controller with finite-time convergence", IEEE transactions on Automatic control, 46 (9), pp.1447-1451, 2001.
- [73] **A. Levant**, "Controlling output variable via higher order sliding modes", Proceedings of the European Control Conference, Karlsruhe, Germany, 1999.
- [74] **A Boukhelifa, K Boulaam**, "A fuzzy sliding mode control for DFIG-based wind turbine power maximisation", IEEE International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), 7th IET , 2014
- [75] **A. Bouguerra, S. Zeglache, K. Loukal, D. Saigaa**, "Fault tolerant fuzzy sliding mode controller of brushless DC motor (BLDC motor) ", The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol.12, No.2, pp. 589-597, 2016.
- [76] **I. Hamzaoui, F. Bouchafaa, A. Talha, A. Boukhlifa**, "Fuzzy Logic Control for a Speed of a flywheel energy storage system associated the wind Generator", IEEE International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, Joint Conference(ACEMP), Istanbul – Turkey, 2011.