

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE



Ecole Nationale Polytechnique  
Département D'Automatique



**MEMOIRE**

Pour l'obtention du

**DIPLÔME D'INGÉNIEUR D'ÉTAT  
EN AUTOMATIQUE**

---

---

**Diagnostic Et Commande Tolérante Aux  
Défauts De La MADA Intégrée Dans Une  
Chaine Éolienne**

---

Proposé et dirigé par:

Dr.O.Benzineb

Pr.M.Tadjine

Etudié par:

BOUDJELLAL Mustapha

BOULTIFAT Chaouki Nacer Eddine

Effectué au sein du laboratoire de commande des processus  
Promotion Juin-2013

# Remerciement

*Louange à Allah, Seigneur de l'univers, Le Tout Miséricordieux, le Très Miséricordieux, pour nous avoir accordé le savoir, le courage, la patience, la volonté et la force nécessaires, pour affronter toutes les difficultés et les obstacles, qui se sont hissés au travers de notre chemin, durant toutes nos années d'études.*

*En présentant ce travail Nous profitons l'occasion de remercier vraiment du fond du cœur nos deux promoteurs Mr O.BENZINEB et Mr M.TADJINE pour leur disponibilité, soutien, aide, ainsi que leurs bonne humeur durant toutes les étapes de ce projet .*

*Nous exprimons aussi en parallèle notre sincère gratitude à Mr MS.BOUCHERIT pour ses précieux conseils et pour accepter de juger notre travail en tant que président de jury.*

*Notre sincère remerciement vont également à Mr K.BENMANSOUR pour l'honneur qu'il nous accorde , en acceptant de juger notre travail en tant que examinateur.*

*Et enfin, merci à tout ceux qui ont contribué de près ou de loin pour l'accomplissement de ce travail, et en particulier à l'ensemble de nos enseignants, qui sont à l'origine de tout notre savoir.*

*Je dédie ce modeste mémoire :*

*A mes parents, qui ont toujours cru en moi et qui m'ont accompagné moralement tout au long de ce parcours. L'éducation, soin et conseils qu'ils m'ont prodigués, m'ont toujours guidé pour faire les bons choix dans ma vie, que grâce à Allah puis à leurs soutien, encouragement et prières, rien n'aurait été possible.*

*A mon frère et à mes sœurs,*

*A mes enseignants,*

*A mes amis,*

*A mes camarades de classe,*

*A toutes les personnes qui m'ont aidé durant le Parcours de ma formation.*

*Chaouki Nacer Eddine*

## Dédicace

A mes précieux parents.

A mes frères et ma chère sœur.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

A tous ceux qui me connaissent.

Mustapha

# Table des matières

<b>Introduction générale</b>	<b>2</b>
<b>1 État de l'art et position du problème</b>	<b>7</b>
1.1 Introduction . . . . .	7
1.2 État de l'art sur la conversion électromécanique . . . . .	7
1.2.1 les systèmes éoliens . . . . .	7
1.2.2 Types d'éoliennes . . . . .	8
1.2.3 Principe de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique	9
1.2.4 Puissance extraite du vent . . . . .	9
1.2.5 Intérêt de la vitesse variable . . . . .	11
1.2.6 Éolienne à vitesse variable à base de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) : . . . . .	12
1.2.7 Modes de fonctionnement de la MADA . . . . .	13
1.3 État de l'art sur le diagnostic . . . . .	14
1.3.1 Intérêt et objectifs du diagnostic . . . . .	14
1.3.2 Terminologie du diagnostic . . . . .	15
1.3.3 Les approches de diagnostic . . . . .	15
1.3.4 Classification des défauts . . . . .	15
1.4 État de l'art sur Les systèmes tolérants aux défauts : . . . . .	17
1.4.1 Objectifs de la commande tolérante aux défauts . . . . .	17
1.4.2 Classification des méthodes tolérantes aux défauts . . . . .	18
1.4.3 Méthodes passives . . . . .	19
1.4.4 Méthodes Actives . . . . .	20
1.5 Position du problème . . . . .	26
1.6 Conclusion . . . . .	26
<b>2 Modélisation des organes de la chaîne éolienne</b>	<b>27</b>
2.1 Introduction . . . . .	27
2.2 Modélisation de la turbine éolienne à vitesse variable . . . . .	27
2.2.1 Modèle des pales . . . . .	28
2.2.2 Modèle du multiplicateur de vitesse . . . . .	29

2.2.3	Modèle de l'arbre mécanique . . . . .	30
2.3	Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dédiée au diagnostic et au FTC . . . . .	31
2.3.1	modélisation de la MADA en grandeurs de phases . . . . .	31
2.3.2	Modèle de la MADA dans le plan dq . . . . .	35
2.3.3	Le choix du référentiel : . . . . .	37
2.3.4	Mise sous forme d'équation d'état : . . . . .	38
2.4	Modélisation de la partie puissance : . . . . .	39
2.4.1	Modèle du convertisseur côté machine (CCM) : . . . . .	39
2.4.2	Modèle du convertisseur côté réseau (CCR) : . . . . .	41
2.4.3	Modèle du bus continu : . . . . .	43
2.5	Défauts de la machine asynchrone à double alimentation : . . . . .	44
2.5.1	Les défauts d'ordre électrique . . . . .	45
2.5.2	Les défauts d'ordre mécanique . . . . .	46
2.6	Étude de l'effet des incertitudes paramétriques . . . . .	49
2.6.1	Modélisation des perturbations paramétriques . . . . .	50
2.6.2	Modèle de la MADA en présence de variations paramétriques : . . . . .	51
2.7	Etude de l'effet des défauts : . . . . .	52
2.7.1	Modèle de la MADA en présence de défauts : . . . . .	52
2.7.2	Modélisation des harmoniques causés par les défauts : . . . . .	52
2.7.3	Effet des défauts sur le modèle . . . . .	55
2.8	Simulation et interprétation . . . . .	56
2.8.1	Analyse des performances en régime équilibré : . . . . .	56
2.8.2	Analyse des performances en régime déséquilibré . . . . .	58
2.8.3	Résultats de simulation du modèle de la turbine . . . . .	63
2.9	Conclusion . . . . .	64
<b>3</b>	<b>Stratégie De Commande Du système Éolien Étudié</b>	<b>65</b>
3.1	Introduction . . . . .	65
3.2	Organisation de la commande du système éolien : . . . . .	65
3.3	Modèle de la MADA dédié à la commande : . . . . .	65
3.3.1	Principe d'orientation du flux . . . . .	66
3.3.2	Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique . . . . .	67
3.4	Maximisation de la puissance extraite de la turbine : . . . . .	68
3.4.1	MPPT avec asservissement de la vitesse : . . . . .	69
3.5	Stratégie de Commande en $P$ et $Q$ : . . . . .	70
3.5.1	Contrôle du convertisseur CCM par des commandes PFTC : . . . . .	71
3.6	Résultats de simulation : . . . . .	79

3.6.1	MPPT avec asservissement de la vitesse . . . . .	79
3.6.2	Commande en $P$ et $Q$ : . . . . .	80
3.6.3	Test de robustesse . . . . .	86
3.7	Interprétations : . . . . .	90
3.8	Conclusion : . . . . .	91
	<b>Conclusion générale</b>	<b>92</b>

# Table des figures

1.1	Conversion de l'énergie cinétique du vent . . . . .	7
1.2	éolienne à axe vertical (à droite) et à axe horizontal (à gauche) . . . . .	8
1.3	principe de conversion d'énergie éolienne . . . . .	9
1.4	Tube de courant autour d'une éolienne . . . . .	10
1.5	Éolienne à vitesse variable basée sur une MADA. . . . .	13
1.6	Modes de fonctionnement de la MADA. . . . .	14
1.7	Une classification générale des approches de diagnostic . . . . .	16
1.8	Défauts affectant un système de commande . . . . .	16
1.9	Classification des méthodes tolérantes aux défauts . . . . .	18
1.10	Principe du système AFTC . . . . .	21
2.1	Système éolien . . . . .	27
2.2	Turbine éolienne. . . . .	28
2.3	Schéma bloc du modèle des pales. . . . .	29
2.4	schéma bloc du modèle du Multiplicateur de vitesse. . . . .	30
2.5	schéma bloc du modèle de l'arbre mécanique . . . . .	31
2.6	schéma bloc du modèle de toute la turbine éolienne. . . . .	31
2.7	Représentation schématique de la machine asynchrone à double alimentation. . . . .	32
2.8	Passage du triphasé au biphasé . . . . .	35
2.9	Repères de référence :statorique ,rotorique et tournant d-q . . . . .	37
2.10	Onduleur de tension triphasé à deux niveaux . . . . .	40
2.11	Représentation d'un GTO . . . . .	40
2.12	Redresseur à deux niveaux . . . . .	42
2.13	bus continu . . . . .	43
2.14	Modèle du bus continu . . . . .	44
2.15	Distribution des défauts des machines électriques fonctionnant dans l'industrie pétrochimique . . . . .	44
2.16	Les défauts d'excentricité. . . . .	47
2.17	Différentes défaillances des roulements à billes . . . . .	48
2.18	Structure d'un roulement à billes. . . . .	49
2.19	couple électromagnétique et couple de charge . . . . .	57
2.20	Pulsation électrique du rotor et couple de charge . . . . .	57

2.21 Flux rotoriques . . . . .	57
2.22 Flux statoriques . . . . .	57
2.23 Courants rotoriques . . . . .	57
2.24 Courants statorique . . . . .	57
2.25 Puissance statoriques . . . . .	58
2.26 couple électromagnétique et couple de charge . . . . .	58
2.27 Pulsation électrique du rotor et couple de charge . . . . .	58
2.28 Flux rotoriques . . . . .	59
2.29 Flux statoriques . . . . .	59
2.30 Courants rotoriques . . . . .	59
2.31 Courants statorique . . . . .	59
2.32 Puissance statoriques . . . . .	59
2.33 couple électromagnétique et couple de charge . . . . .	60
2.34 Pulsation électrique du rotor et couple de charge . . . . .	60
2.35 Courants statoriques . . . . .	60
2.36 Flux statoriques . . . . .	60
2.37 couple électromagnétique et couple de charge . . . . .	61
2.38 Pulsation électrique du rotor et couple de charge . . . . .	61
2.39 Courants statoriques . . . . .	61
2.40 Flux statoriques . . . . .	61
2.41 couple électromagnétique et couple de charge . . . . .	62
2.42 Pulsation électrique du rotor et couple de charge . . . . .	62
2.43 Courants statorique . . . . .	62
2.44 Flux statoriques . . . . .	62
2.45 couple électromagnétique et couple de charge . . . . .	63
2.46 Pulsation électrique du rotor et couple de charge . . . . .	63
2.47 Profil réel du vent . . . . .	63
2.48 Puissance mécanique (W) . . . . .	63
2.49 Rapport de vitesse $\lambda$ . . . . .	64
2.50 Coefficient de puissance $C_p$ . . . . .	64
3.1 Diagramme simplifié de la technique MPPT Avec mesure de la vitesse du vent et avec connaissance de la courbe. . . . .	68
3.2 Puissance théorique disponible au niveau de la turbine éolienne. . . . .	69
3.3 Coefficient de puissance $C_p$ en fonction de $\lambda$ pour $\beta = 0$ . . . . .	69
3.4 Schéma synoptique de la technique MPPT avec asservissement de la vitesse	71
3.5 Schéma synoptique du contrôle du convertisseur côté MADA. . . . .	71
3.6 Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou. . . . .	76

3.7	Schéma synoptique de la commande mode glissant flou-adaptative . . . . .	76
3.8	Rapport de vitesse . . . . .	79
3.9	Coefficient de puissance . . . . .	79
3.10	Vitesse de rotation mécanique et sa référence . . . . .	80
3.11	Puissance mécanique disponible au niveau de la turbine(W) . . . . .	80
3.12	Puissance Statorique Réactive et sa référence (W) . . . . .	80
3.13	Erreur de poursuite de $P_s$ (W) . . . . .	80
3.14	Puissance Statorique Réactive et sa référence (VAR) . . . . .	81
3.15	Erreur de poursuite de $Q_s$ (VAR) . . . . .	81
3.16	Tension rotorique $V_{dr}$ à la sortie du régulateur (V) . . . . .	81
3.17	Tension rotorique $V_{ar}$ à la sortie du régulateur (V) . . . . .	81
3.18	Puissance Statorique Réactive et sa référence (W) . . . . .	82
3.19	Erreur de poursuite de $P_s$ (W) . . . . .	82
3.20	Puissance Statorique Réactive et sa référence (VAR) . . . . .	82
3.21	Erreur de poursuite de $Q_s$ (VAR) . . . . .	82
3.22	Tension rotorique $V_{dr}$ à la sortie du régulateur (V) . . . . .	83
3.23	Tension rotorique $V_{ar}$ à la sortie du régulateur (V) . . . . .	83
3.24	Puissance Statorique Réactive et sa référence (W) . . . . .	83
3.25	Erreur de poursuite de $P_s$ (W) . . . . .	83
3.26	Puissance Statorique Réactive et sa référence (VAR) . . . . .	84
3.27	Erreur de poursuite de $Q_s$ (VAR) . . . . .	84
3.28	Tension rotorique $V_{dr}$ à la sortie du régulateur (V) . . . . .	84
3.29	Tension rotorique $V_{qr}$ à la sortie du régulateur (V) . . . . .	84
3.30	Puissance Statorique Réactive et sa référence (W) . . . . .	85
3.31	Erreur de poursuite de $P_s$ (W) . . . . .	85
3.32	Puissance Statorique Réactive et sa référence (VAR) . . . . .	85
3.33	Erreur de poursuite de $Q_s$ (VAR) . . . . .	85
3.34	Tension rotorique $V_{dr}$ à la sortie du régulateur (V) . . . . .	86
3.35	Tension rotorique $V_{qr}$ à la sortie du régulateur (V) . . . . .	86
3.36	Puissance statorique active $P_s$ et sa référence (W) . . . . .	86
3.37	Puissance statorique réactive $Q_s$ et sa référence (W) . . . . .	86
3.38	Puissance statorique active $P_s$ et sa référence (W) . . . . .	87
3.39	Puissance statorique réactive $Q_s$ et sa référence (W) . . . . .	87
3.40	Puissance statorique active $P_s$ et sa référence (W) . . . . .	87
3.41	Puissance statorique réactive $Q_s$ et sa référence (W) . . . . .	87
3.42	Puissance statorique active $P_s$ et sa référence (W) . . . . .	88
3.43	Puissance statorique réactive $Q_s$ et sa référence (W) . . . . .	88
3.44	Puissance statorique active $P_s$ et sa référence (W) . . . . .	88

3.45	Puissance statorique réactive $Q_s$ et sa référence (W) . . . . .	88
3.46	Puissance statorique active $P_s$ et sa référence (W) . . . . .	89
3.47	Puissance statorique réactive $Q_s$ et sa référence (W) . . . . .	89
3.48	Puissance statorique active $P_s$ et sa référence (W) . . . . .	89
3.49	Puissance statorique réactive $Q_s$ et sa référence (W) . . . . .	89
3.50	Puissance statorique active $P_s$ et sa référence (W) . . . . .	90
3.51	Puissance statorique réactive $Q_s$ et sa référence (W) . . . . .	90

**ملخص:** يصب هذا العمل في ميدان تشخيص الأعطاب و التحكم المتحمل للخلل المطبق على الآلة الامتزازنة ذات التغذية المزدوجة المدمجة في النظام المروحي ,الهدف منه هو إنجاز تقنية التحكم المتحمل للخلل لهذا الجهاز المحدد منهجية العمل يمكن تقسيمها إلى مراحل,المرحلة الأولى يتم فيها تقديم حالة فنية عن الطاقة الهوائية, وعن تقنيات التشخيص بالإضافة إلى الأنظمة المتحملة للخلل, ثم في المرحلة الثانية نقوم بإنجاز نمذجة رياضية لمختلف أعضاء النظام المروحي في الحالة الطبيعية وفي حالة حدوث تغير العوامل ووجودالخلل,في المرحلة الثالثة يتم تطبيق طرق التحكم الخاملة مثل ليايخوف,النظام الإنزلاقي,النظام الإنزلاقي الغامض و النظام الإنزلاقي الغامض المتأقلم

**كلمات مفتاحية:** طرق التحكم المتحمل للخلل ,المولد الكهربائي الامتزازن ذو التغذية المزدوجة,ليايخوف,التحكم بالنظام الإنزلاقي, التحكم بالنظام الإنزلاقي الغامض المتأقلم

**Résumé :** Ce travail s'inscrit dans le domaine du diagnostic et commande tolérante aux défauts (FTC) appliqué à la machine asynchrone à double alimentation dans une chaîne éolienne , Il a pour objectif de synthétiser une commande passive tolérante aux défauts (PFTC) pour cette machine spécifique ,La méthodologie du travail s'effectue en trois étapes, La première étape consiste à présenter un état de l'art sur l'énergie éolienne , les techniques de diagnostic et les systèmes FTC, puis en seconde étape on élabore le modèle des organes de la chaîne en présence des perturbations paramétriques et des défauts afin d'étudier le comportement dynamique de la MADA dans les différents régimes de fonctionnement lors de la troisième phase. Cette dernière sert à synthétiser deux stratégies de commande ,la première est MPPT avec asservissement de vitesse, tandis que la seconde est la commande découplée en P et Q ,basées sur des commandes passives tolérantes aux défauts (PFTC) tel que Lyapunov , mode glissant, mode glissant-floue et mode glissant-floue-adaptative .

**Mots clé :** commande tolérante aux défauts, machine asynchrone à double alimentation Lyapunov , mode glissant, mode glissant-floue , mode glissant-floue-adaptative, détection et isolation des défauts par filtre de Kalman.

**Abstract:** This work falls under the field of the diagnosis of fault tolerant control (CTF) applied to the Doubly Fed Inductive Generator in one wind turbines' chain', It aims to synthesize a tolerant Active faults tolerant control (PFTC) for this specific machine. This work's methodology is carried out in three steps, the first one consists in presenting a state of art of the wind power, diagnosis technics and systems of FTC, followed by elaborating the model of the chains parts in the presence of parametric disturbances and the faults in order to study the dynamic behavior of the DFIG in the various operating modes at the time of the third phase. This last is used to synthesize two control strategies, The first is the MPPT with velocity slaving, while the second is uncoupled control in P and Q based on passive faults tolerant control (PFTC) such as Lyapunov, sliding mode, Sliding-fuzzy mode and sliding-fuzzy-adaptive mode.

**Key words:** fault tolerant control, DFIG, Lyapunov, slipping mode, sliding-fuzzy mode, sliding-fuzzy-adaptive mode.

# Abréviations et symboles

## Abréviations

LPV	Linear Parameter Varying
CCM	Convertisseur coté machine
CCR	Convertisseur coté réseau
FDP	Fonction dénie positive
FDN	Fonction dénie Négative
PFTC	Passive Fault Tolerant Control
AFTC	Active Fault tolerant Control
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
BF	boucle fermée
FDD	Fault Detection and Diagnosis
CLR	Control Law Re-scheduling
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MPPT	Poursuite du Point de Puissance Maximale (Maximum Power Point Tracking)

## Symboles romains

		unité
$C$	capacité	$F$
$C_p$	coefficient de puissance	
$C_{aero}$	couple aérodynamique	$N.m$
$C_{arbre}$	couple de l'arbre	$N.m$
$C_{em}$	couple électromagnétique	$N.m$
$C_{mec}$	couple mécanique	$N.m$
$C_{visq}$	couple des frottements visqueux	$N.m$
$C_g$	couple de la génératrice	$N.m$

$d$	rapport cyclique	
$e_i$	Erreur de poursuite	
$f_a$	fréquence du signale d'alimentation	$Hz$
$D$	Diode	
$f$	coefficient du frottement visqueux	$N.m.s/rad$
$f_{ro}$	fréquences detectables dans le spectre du courant	$Hz$
$G$	gain du multiplicateur de vitesse	
$g$	glissement	
$I$	courant	$A$
$I_r$	courant rotorique	$A$
$I_s$	courant statorique	$A$
$J_g$	inertie de la génératrice	$kg.m^2$
$J$	inertie totale	$kg.m^2$
$J_t$	inertie de la turbine	$kg.m^2$
$L_r$	inductance cyclique rotorique	$H$
$L_s$	inductance cyclique statorique	$H$
$M$	inductance mutuelle entre stator rotor	$H$
$m$	masse d'air	$Kg$
$n_d$	l'ordre d'excentricité	
$N_b$	nombre de billes	
$n_f$	le nombre des harmoniques générées par tous les défauts	
$p$	nombre de paire de pôles	
$P$	puissance	$W$
$P_{aero}$	puissance aérodynamique	$W$
$P_m$	puissance mécanique	$W$
$P_n$	puissance nominale	$W$
$P_{max}$	puissance maximale	$W$
$P_r$	puissance active au niveau rotor	$W$
$P_s$	puissance active au niveau stator	$W$
$P_t$	Puissance extraite du vent	$W$
$P_v$	puissance du vent	$W$
$q$	charge de l'électron	$C$
$Q_r$	puissance réactive au niveau rotor	$VAR$
$Q_s$	puissance réactive au niveau stator	$VAR$
$r_i$	Degre relatif de la sortie $y_i$	
$R_r$	résistance rotorique	$\Omega$
$R_s$	résistance statorique	$\Omega$
$R_t$	longueur d'une pale	$m$

$S$	surface balayée par l'éolienne	$m^2$
$V$	vitesse du vent	$m/s$
$V$	tension	$V$
$V_1$	la vitesse du vent en amont de l'aérogénérateur	$m/s$
$V_2$	la vitesse du vent en aval de l'aérogénérateur	$m/s$
$V_r$	tension rotorique	$V$
$V_s$	tension statorique	$V$

### Symboles grecques

$\beta$	angle d'inclinaison des pales(l'angle de calage)	$(^\circ)$
$\Delta$	perturbation paramétrique	$s$
$\varphi_r$	flux rotorique	$Wb$
$\varphi_s$	flux statorique	$Wb$
$\lambda$	ratio de vitesse	
$\Omega$	vitesse mécanique de la génératrice	$rad/s$
$\Omega_r$	vitesse mécanique du rotor	$rad/s$
$\Omega_t$	vitesse de rotation de la turbine	$rad/s$
$\omega_r$	pulsation des courants rotoriques	$rad/s$
$\rho$	masse volumique de l'air	$kg/m^3$
$\theta$	l'angle entre le repère statorique et le repère rotorique	$rad$
$\theta_r$	angle électrique rotorique	$rad$
$\theta_s$	angle électrique statorique	$rad$

# Introduction générale

les énergies renouvelables sont des modes de production d'énergie utilisant des forces ou des ressources dont les stocks sont illimités ces sources d'énergie sont peu ou pas polluantes. Le solaire, l'éolien, l'eau et la géothermie ne rejettent aucune pollution lorsqu'elles produisent de l'énergie.

Parmi ces sources d'énergies, l'énergie éolienne commence à faire sa place dans le mix énergétique mondial, de plus Dans certains pays, elle est même devenue un moyen de production d'électricité important.

Les types de systèmes éoliens les plus utilisés sont ceux à vitesse variable avec une génératrice constituée le plus souvent de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). La MADA offre plusieurs avantages, dont un très bon rendement énergétique, une bonne robustesse ainsi qu'une facilité d'exploitation et de commande. Grâce à ces avantages, la MADA a suscité beaucoup de curiosité de la part des chercheurs qui ont essayé de développer des stratégies pour exploiter au mieux les points forts de la machine

Au cours de ces dernières années, l'évolution des études dans le domaine d'automatique permet de présenter des systèmes de plus en plus performants. Dans les secteurs de pointe comme l'aéronautique, le nucléaire ou bien l'équipement militaire, la sécurité, la fiabilité et la rentabilité sont devenues des concepts fondamentaux. Malgré toute cette évolution, nul système n'est à l'abri d'une défaillance. Pour cela, on porte aujourd'hui un grand effort sur la surveillance et le diagnostic des systèmes. Voire la commande tolérante aux défauts.

Dans ce contexte, de nombreuses approches sont développées, en vue d'empêcher la propagation de défauts et limiter leurs conséquences qui peuvent être nocives aussi bien au niveau économique qu'au niveau environnemental et humain . une technique de détections et d'isolation (FDI) s'avère nécessaire pour ce fait . Le diagnostic, à l'image du domaine médical, consiste à ausculter le système en comparant les données courantes aux données provenant d'un fonctionnement normal . Ces indicateurs permettent en général, de déterminer des symptômes amenant alors la détection et l'isolation de la ou des partie (s) défaillante(s) du système.

Avec l'objectif de mettre en œuvre des techniques de commande passive tolérante aux défauts sur la machine asynchrone à double alimentation.

Le présent mémoire comporte trois chapitres articulés comme suit :

- **Chapitre 1** : Ce chapitre dresse un bref état des lieux sur l'énergie éolienne ,les notions , terminologies et approches existants dans le domaine du diagnostic liées à notre problématique ,dans le même cadre nous aborderons la commande tolérante aux défauts en se focalisant sur les approches dites actives. On y trouve un résumé de toutes les notions théoriques nécessaires au développement d'une commande FTC et une étude non-exhaustive des différentes approches déjà utilisées dans le cadre de la commande tolérante aux défauts. Chaque méthode de commande FTC fait l'objet d'une discussion avec ses avantages et ses inconvénients.
- **Chapitre 2** : Ce chapitre traite la partie modélisation de la chaîne éolienne y compris la machine asynchrone à double alimentation , ainsi que énumérer les différentes défaillances qui touchent à la machine en question ,pour la formulation du problème de la commande tolérante aux défauts et du diagnostic. Nous y avons inclus toutes les possibilités de perturbations : variations paramétriques, couple de charge et celles dues à la présence des défauts qui peuvent survenir tant au stator qu'au rotor de la machine. Le chapitre se termine par des simulations en boucle ouverte des modèles obtenus.
- **Chapitre 3** : Ce chapitre aborde deux stratégies de commandes pour le système éolien étudié ,la première est la stratégie de commande MPPT avec asservissement de vitesse ,tandis que la deuxième est la stratégie de commande découplée en P et Q à savoir les différentes techniques de commande robustes : Lyapunov ,mode glissant , mode glissant-floue.et mode glissant-floue -adaptative . Cependant, en cas de défauts, la commande ne peut plus préserver les performances désirées même si on augmente la robustesse. Ce problème est réglé par l'ajout d'un terme de compensation que nous déterminons dans la suite, dans le cadre de la commande tolérante aux défauts.

A la fin de cette thèse, un paragraphe sera consacré aux conclusions et perspectives des travaux présentés.

## État de l'art et position du problème

---

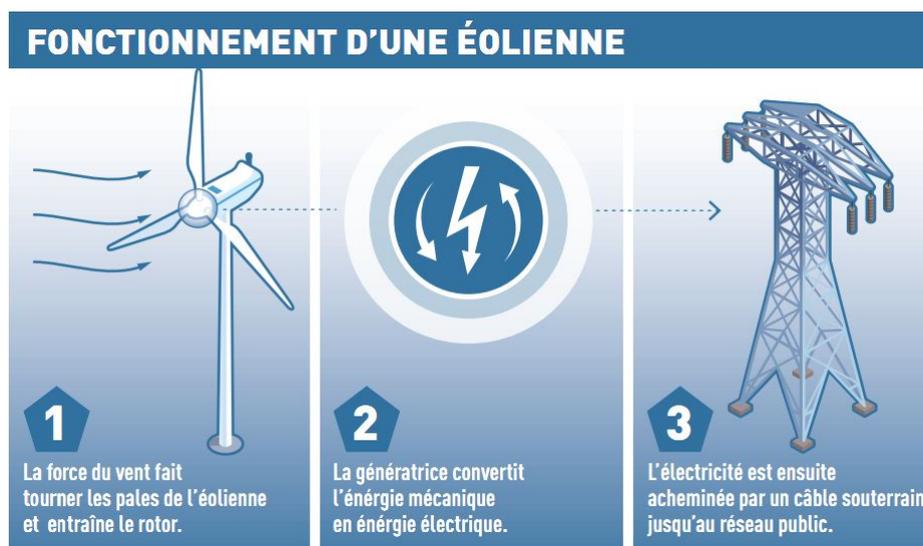
### 1.1 Introduction

Pour dresser un état de l'art le plus organisé possible, il est d'abord nécessaire de faire un petit rappel sur les éoliennes ainsi que de présenter le type de machine utilisée dans ce travail . Ensuite, nous présenterons les concepts généraux du diagnostic voire les différentes approches proposées dans ce domaine, enfin une énumération des différentes méthodes de la commande tolérante aux défauts , aussi une classification non exhaustive de ces méthodes s'avère nécessaire pour englober les aspects de notre problématique.

### 1.2 État de l'art sur la conversion électromécanique

#### 1.2.1 les systèmes éoliens

Un aérogénérateur, plus couramment appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice (Figure 1.1).



**Figure 1.1:** Conversion de l'énergie cinétique du vent

## 1.2.2 Types d'éoliennes

Les solutions techniques permettant de recueillir l'énergie du vent sont très variées. En effet, les turbines éoliennes sont classées selon la disposition géométrique de leur arbre sur lequel est montée l'hélice, en deux types : les éoliennes à axe vertical et à axe horizontal [1] [2] [3] .



**Figure 1.2:** éolienne à axe vertical (à droite) et à axe horizontal (à gauche)

- *Les éoliennes à axe vertical* : Les aérogénérateurs à axe vertical (Figure 1.2) ont été les premières structures utilisées pour la production de l'énergie électrique. Plusieurs prototypes ont vu le jour mais rares sont ceux qui ont atteint le stade de l'industrialisation. Ils sont classés selon leur caractéristique aérodynamique en deux familles ; les aérogénérateurs conçus sur la base de la portance (Aérogénérateurs à rotor de Darrieus : conçu par l'ingénieur français George Darrieus) et ceux basés sur la traînée (Aérogénérateurs à rotor de Savonius : inventé par le finlandais Sigurd Savonius en 1924).
- *Les éoliennes à axe horizontal* : Les turbines à axe horizontal (Figure 1.2) sont les plus utilisées actuellement comparées à celles à axe vertical puisque elles présentent un coût moins important, en plus elles sont moins exposées aux contraintes mécaniques [4]. Elles sont constituées de plusieurs pales pour générer un couple moteur entraînant la rotation. Le nombre des pales varie entre 1 et 3, le rotor tripal est le plus utilisé car il constitue un compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien [5]. Les turbines à axe horizontal sont généralement placées face au vent par un mécanisme d'asservissement de l'orientation ou par un phénomène d'équilibre dynamique naturel assuré par un gouvernail dans le cas d'une turbine sous le vent.

### 1.2.3 Principe de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique

Le principe de fonctionnement de la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique a été largement présenté ces dernières années dans plusieurs travaux [6], [7],[8],[2],[9]. L'énergie cinétique du vent est captée par les pales ensuite transformée en énergie électrique grâce à des générateurs électriques de type synchrone ou asynchrone.

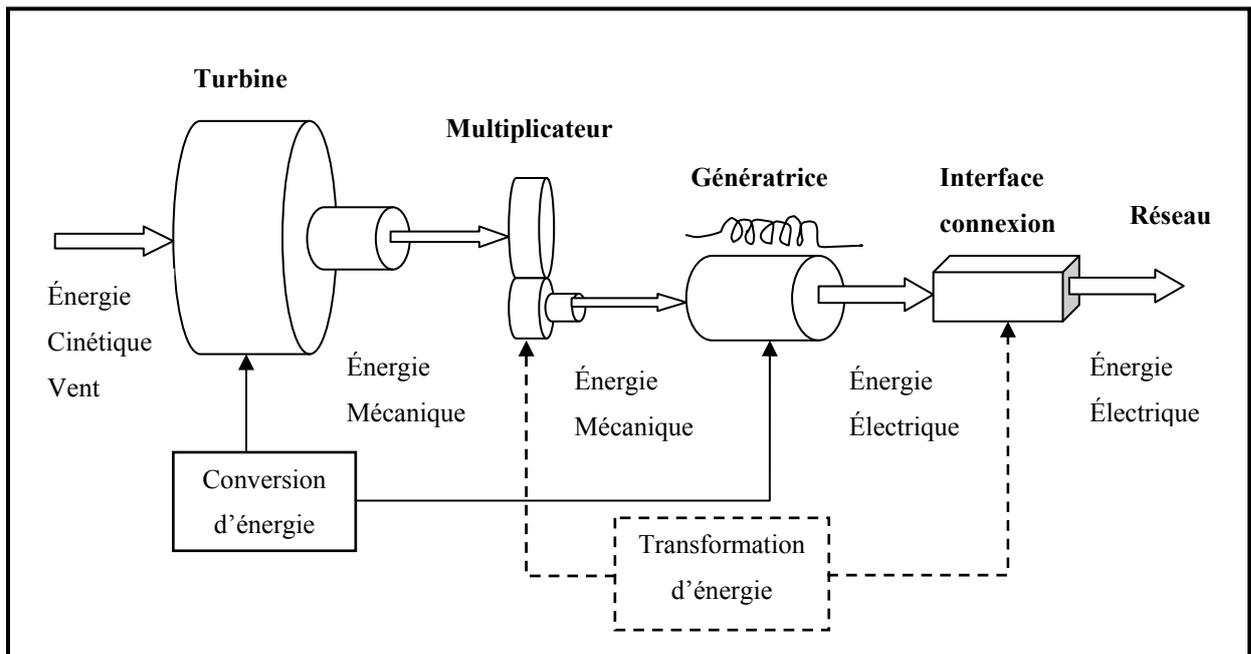
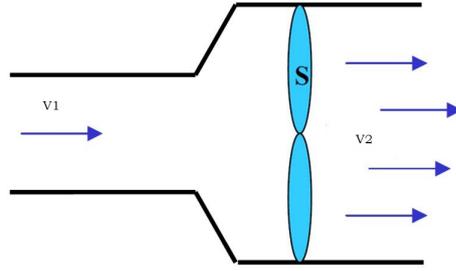


Figure 1.3: principe de conversion d'énergie éolienne

### 1.2.4 Puissance extraite du vent

Considérons un tube de courant autour d'une éolienne représenté sur la (Figure 1.4) sur lequel on a représenté la vitesse du vent  $V_1$  en amont de l'aérogénérateur et la vitesse  $V_2$  en aval. En supposant que la vitesse du vent traversant le rotor est égale à la moyenne entre la vitesse du vent non perturbé à l'avant de l'éolienne  $V_1$  et la vitesse du vent après passage à travers le rotor  $V_2$  soit  $\frac{V_1+V_2}{2}$  [4]

La masse d'air en mouvement de densité  $\rho$  traversant la surface  $S$  des pales en une seconde est donnée par la relation (1.1) :



**Figure 1.4:** Tube de courant autour d'une éolienne

$$m = \rho S \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (1.1)$$

La puissance  $P_r$  alors extraite s'exprime par la moitié du produit de la masse et de la diminution de la vitesse du vent (seconde loi de Newton) :

$$\begin{aligned} P_r &= m \frac{(V_1^2 - V_2^2)}{2} \\ &= \frac{\rho S (V_1 + V_2) (V_1^2 - V_2^2)}{4} \end{aligned} \quad (1.2)$$

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface  $S$  sans diminution de vitesse, soit à la vitesse  $V_1$ , la puissance  $P_t$  correspondante serait alors :

$$P_t = \frac{\rho S V_1^3}{2} \quad (1.3)$$

Le ratio entre la puissance extraite du vent et la puissance totale théoriquement disponible est alors :

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{\left(1 + \left(\frac{V_1}{V_2}\right)\right) \left(1 - \left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2\right)}{2} \quad (1.4)$$

Le ratio  $P_r/P_t$  appelé aussi coefficient de puissance  $C_p$ , il s'exprime par la relation (1.5) et présente un maxima de  $16/27$  soit  $0,59$ .

$$C_p = \frac{P_r}{P_t} = 0,59 \quad (1.5)$$

C'est cette limite théorique appelée limite de *Betz* qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée. Cette limite n'est en réalité jamais atteinte et chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse

relative  $\lambda$  représentant le rapport entre la vitesse de l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent  $\lambda = \frac{\Omega_t R}{V_v}$  [10].

L'angle de calage  $\beta$  joue un rôle assez important dans une éolienne, ce dernier intervient indirectement sur la puissance au travers du coefficient de puissance.

La puissance mécanique  $P_m$  disponible sur l'arbre d'un aérogénérateur s'exprime ainsi :

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{P_r P_t}{P_t} \\ &= C_p P_t \\ &= \frac{1}{2} C_p \rho S V_1^3 \end{aligned} \quad (1.6)$$

Pour différentes valeurs de l'angle d'orientation des pales, il existe une valeur de  $\lambda$  appelée  $\lambda_{opt}$  pour laquelle on a un coefficient de puissance  $C_p$  maximale, et par voie de conséquence une puissance captée maximale.

Il est alors possible d'élaborer des lois de commande qui permettent de capter la puissance maximale quelque soit la vitesse du vent jusqu'à la puissance nominale de la génératrice où la puissance extraite est limitée à cette valeur.

Dans la littérature, des expressions approchées du coefficient de puissance pour les turbines des éoliennes à vitesse fixe (1.7) et à vitesse variable (1.8) sont proposées [11] :

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.44 \left( \frac{125}{\lambda_i} - 6.94 \right) e^{\frac{-16.5}{\lambda_i}} \quad (1.7)$$

$$\text{Avec : } \lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda} + \frac{0.002}{\beta^3 + 1}}$$

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.73 \left( \frac{151}{\lambda_i} - 0.58\beta - 0.002\beta^{2.14} - 13.2 \right) e^{\frac{-18.4}{\lambda_i}} \quad (1.8)$$

$$\text{Avec : } \lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda - 0.02\beta} + \frac{0.003}{\beta^3 + 1}}$$

### 1.2.5 Intérêt de la vitesse variable

A partir des caractéristiques donnant la puissance disponible en fonction de la vitesse de rotation du générateur pour différentes vitesses de vent, il apparaît clairement que si la génératrice est entraînée à une vitesse fixe les maxima théoriques des courbes de puissance ne seraient pas exploités. Pour cela, et afin de pouvoir optimiser le point de fonctionnement

en terme de puissance extraite, il y a lieu de pouvoir ajuster la vitesse de rotation de l'arbre de la génératrice en fonction de la vitesse du vent. Actuellement, les éoliennes de forte puissance, connectées aux réseaux de moyenne tension, fonctionnent sous vitesse variable. Les avantages principaux des éoliennes à vitesse variable comparées à celles à vitesse fixe sont les suivants [12] :

- Augmentation de la plage de fonctionnement, notamment pour les faibles vitesses de vent où le maximum de puissance peut être aisément converti,
- Simplicité du système d'orientation des pales. Grâce au contrôle de la vitesse du générateur, les constantes de temps mécaniques des pales peuvent être plus longues, réduisant la complexité du système d'orientation des pales et son dimensionnement par rapport à la puissance nominale  $P_n$ ,
- Réduction des efforts mécaniques grâce à l'adaptation de la vitesse de la turbine lors des variations du vent. De ce fait, l'incidence des rafales de vent sur la puissance générée peut être affaiblie,
- Réduction du bruit lors des fonctionnements à faible puissance car la vitesse est lente.

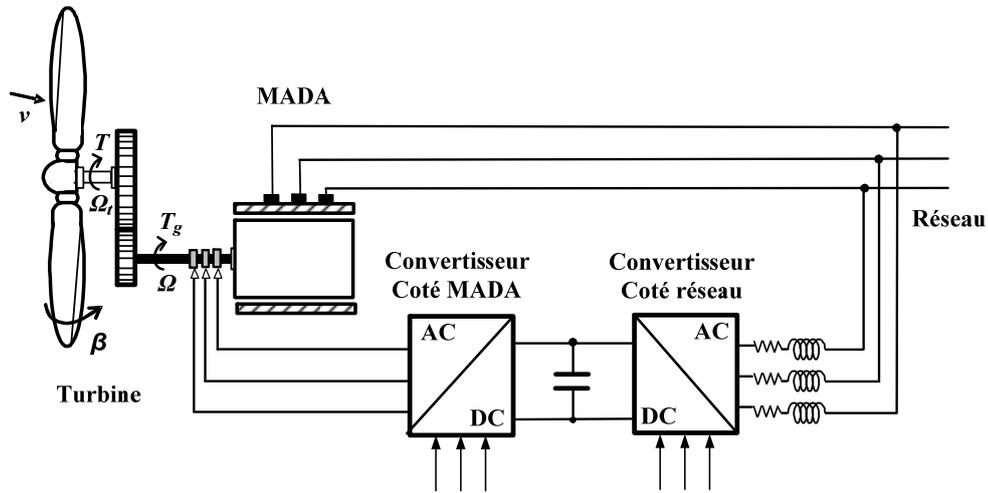
### **1.2.6 Éolienne à vitesse variable à base de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) :**

La Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) a suscité un intérêt particulier surtout en tant que génératrice dans le domaine de l'énergie éolienne. En effet, à travers cette section la structure de cette machine, les différents modes de fonctionnement et les configurations les plus utilisés seront présentés. Pour les éoliennes utilisant la MADA, le stator de celle-ci est directement couplé au réseau alors que son rotor est connecté au réseau à travers une interface composée de deux convertisseurs statiques (convertisseur coté MADA et convertisseur coté réseau) (Figure 1.5). Cette machine sera adoptée pour le reste de notre travail .

#### **Avantage des éoliennes à base de la MADA**

les éoliennes à base de la MADA procurent plusieurs avantages :

- Les convertisseurs statiques utilisés sont moins volumineux, moins coûteux, nécessitant ainsi un système de refroidissement moins lourd. Ils génèrent moins de perturbations



**Figure 1.5:** Éolienne à vitesse variable basée sur une MADA.

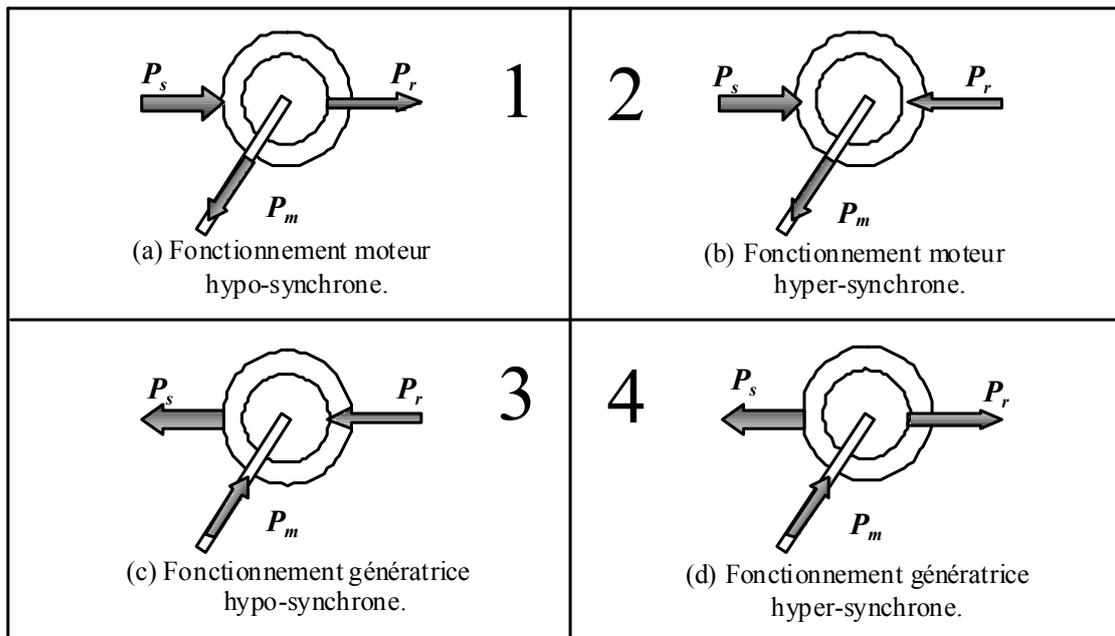
comparativement aux convertisseurs utilisés pour les éoliennes à base de machine asynchrone à cage ou à aimant permanent [4],

- Les pertes liées aux convertisseurs statiques sont diminuées et le rendement du système de génération est amélioré,
- Le dimensionnement des filtres est réduit et, de ce fait, leur coût s'en trouve amoindri,
- Le facteur de puissance peut être réglé car la génératrice peut être contrôlée pour fonctionner de façon similaire à un alternateur synchrone [13]. En effet, les puissances active et réactive peuvent être contrôlées de façon indépendante grâce au convertisseur connecté au rotor de la MADA [12] [9] .

### 1.2.7 Modes de fonctionnement de la MADA

La machine asynchrone classique fonctionne en moteur en dessous de la vitesse de synchronisme et ne peut fonctionner en génératrice qu'au dessus de celle-ci. Par contre, la MADA offre la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants (Figure 1.6). C'est-à-dire que ce n'est plus la vitesse de rotation qui définit le mode de fonctionnement en moteur ou en générateur.

Les quadrants 3 et 4 sont intéressants pour une utilisation dans un système éolien. Lorsque la MADA fonctionne en génératrice, la turbine fournit une puissance mécanique  $P_m$  à la machine. En mode hypo-synchrone (Figure 1.6.c), une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor. Par contre, en mode hyper-synchrone (Figure 1.6.d), la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance correspondant à  $\frac{s}{1-s}P_m$  est transmise par l'intermédiaire du rotor.



**Figure 1.6:** Modes de fonctionnement de la MADA.

## 1.3 État de l'art sur le diagnostic

### 1.3.1 Intérêt et objectifs du diagnostic

Dans le domaine de l'industrie et de la production industrielle le champ de la compétitivité repose sur plusieurs critères de performance, de robustesse et de qualité. Mais malgré toutes les assiduités pour l'établissement de ces conceptions, les défaillances de celles-ci se font fréquentes et peuvent résulter soit d'une fin de cycle de vie d'un élément et aussi de l'apparition soudaine d'une panne brusque. Alors que ces éléments de production représentent pour la plupart du temps des enjeux majeure soit à bus lucratifs (ex : chaîne de production dans une usine) ou pour assurer un service (ex : un scanner dans un hôpital), elles peuvent aussi toucher à un élément des plus important qui représente la sécurité matérielle, environnementale, et même humaine. Pour éviter des conséquences irréversibles, des méthodes de supervision et de surveillance ont été mise en place et qui repose toutes sur le diagnostic des systèmes.

Le diagnostic consiste à détecter, à localiser et éventuellement à identifier les défaillances et/ou les défauts qui affectent un système [14].

Le but du diagnostic est alors la détection puis la localisation de défauts, afin de bien poursuivre notre démarche de diagnostic une bonne connaissance des défauts s'impose.

### 1.3.2 Terminologie du diagnostic

*Un défaut* : est considéré comme un écart du comportement normal. Cet écart est un dysfonctionnement qui n'empêche pas un procédé à remplir sa fonction. Il s'exprime par une déviation d'une propriété ou d'un paramètre caractéristique du procédé. Un défaut est donc une anomalie de comportement qui peut présager d'une défaillance à venir . Il peut trouver son origine dans les classes suivantes :

défaut d'un composant (actionneur ou capteur), défaut de la commande ou défaut dû à une faute d'un OHS.

*Une défaillance* : est une anomalie fonctionnelle qui empêche partiellement l'aptitude d'un procédé à remplir sa fonction. Une défaillance est donc incluse dans les défauts. Une panne (Break-down) représente les conséquences d'une défaillance dans la réalisation du fonctionnement nominal du procédé . Elle provoque un arrêt complet du procédé.

*Une panne* : peut être considérée comme permanente ou intermittente :

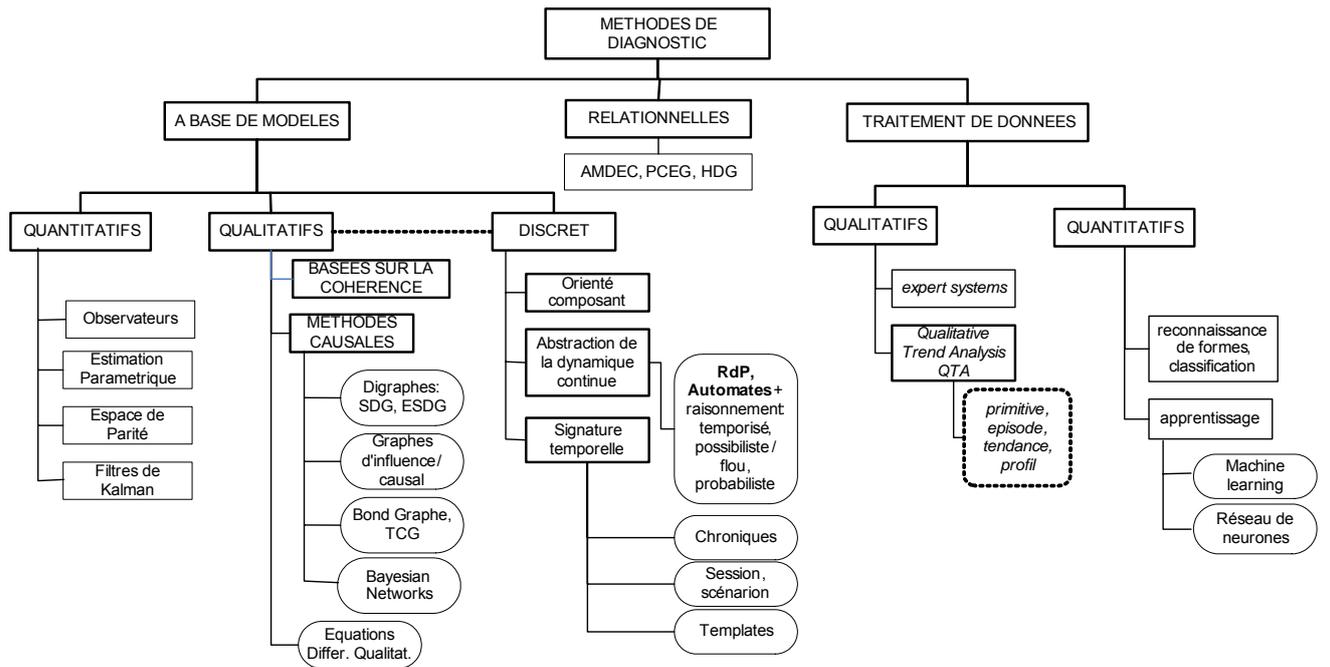
- Les pannes permanentes sont déniées comme un mauvais fonctionnement d'un composant qui doit être changé ou réparé. Elles peuvent être la conséquence du changement progressif des caractéristiques d'un composant, comme le vieillissement par exemple, ou un changement brutal comme une casse matériel.
- Les pannes intermittentes peuvent, quant à elles, permettre un retour du procédé dans sa dynamique de fonctionnement. Par exemple, une canalisation bouchée peut être débouchée par pression interne. Ces pannes sont très souvent le prélude à une panne permanente et expriment une dégradation progressive des performances du procédé.

### 1.3.3 Les approches de diagnostic

On propose une classification non exhaustive des méthodes de diagnostic selon trois axes : les approches relationnelles, les méthodes de traitement de données (méthodes qualitatives et méthodes quantitatives) et les approches à base de modèles.

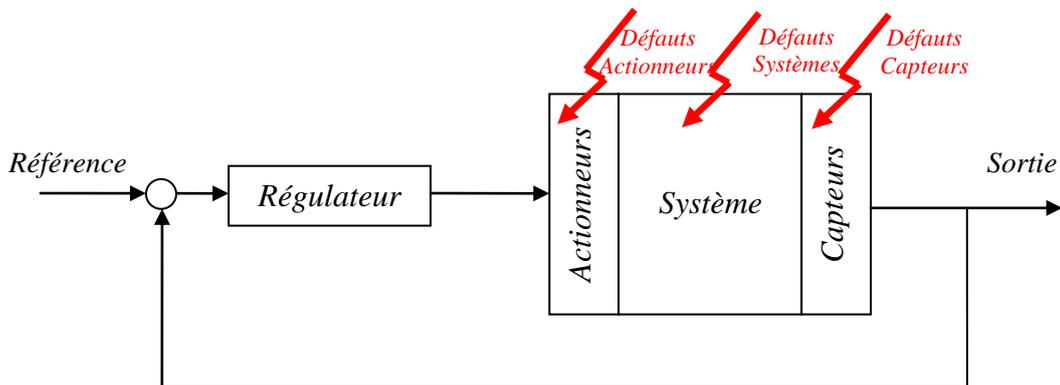
### 1.3.4 Classification des défauts

Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système. Dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation, définissant alors des types de défauts. On peut aussi définir le défaut comme étant « une déviation non permise



**Figure 1.7:** Une classification générale des approches de diagnostic

d’au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système des conditions acceptables ou (et) standard ».



**Figure 1.8:** Défaits affectant un système de commande

**Défaits actionneurs :** Ce type de défauts représente une perte partielle ou totale de l’organe de commande il a pour conséquence une détérioration du signal d’entrée du système. Il peut en résulter aussi une perte de la commandabilité du système (le système devient non

commandable) ainsi la partie opérative du système perd son influence pour régir les contrôles voulus.

**Défauts capteurs :** Ce type de défaut est la cause d'une mauvaise image de l'état physique du système. Un défaut capteur partiel produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie de la variable mesurée [15]. Ceci peut se traduire par une réduction de la valeur affichée par rapport à la valeur vraie, ou de la présence d'un biais ou de bruit accru empêchant une bonne lecture, ainsi on pourra même extraire la partie utile du signal mesuré. Tandis qu'un défaut capteur total produit une valeur qui n'est pas en rapport avec la grandeur à mesurer qui donne carrément des valeurs erronées hors de sens et d'utilité.

**Défauts systèmes ou composants :** Ce sont des défauts qui ont lieu dans les composants du système lui-même. Ce qui englobe tous les défauts qui ne peuvent être classés parmi les défauts de capteurs ou d'actionneurs [16]. Ces défauts représentent les changements des paramètres physiques du système, par exemple la masse, les coefficients aérodynamiques, la constante de dissipation, etc. Ils ont souvent comme conséquence le changement du comportement dynamique du système commandé. Les défauts de composants système sont en général modélisés sous la forme d'un système à paramètres variables.

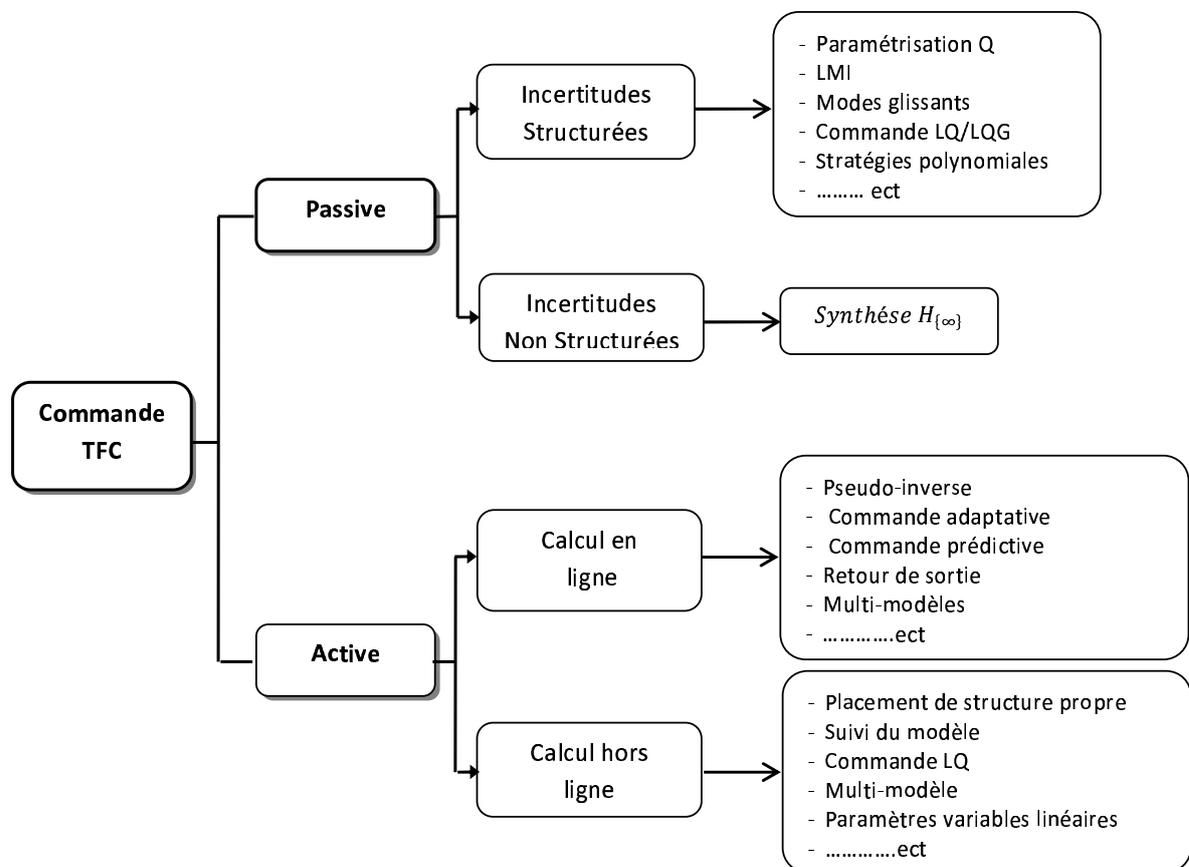
## **1.4 État de l'art sur Les systèmes tolérants aux défauts :**

### **1.4.1 Objectifs de la commande tolérante aux défauts**

Un système tolérant aux défauts possède la capacité de maintenir les objectifs nominaux en dépit de l'occurrence d'un défaut et à s'en accommoder de manière automatique. Il permet notamment de garantir la stabilité du système et/ou des performances dégradées acceptables en présence de défauts. Un conventionnel gain de retour d'état peut s'avérer très limité et amener le système vers des comportements non désirés, voire à l'instabilité, en présence d'un défaut. Pour pallier de telles catastrophes, de nouvelles lois de commande ont été développées dans le but précis de maintenir les performances du système ainsi que sa stabilité, lors d'un mauvais fonctionnement du système [17]. Dans le domaine industriel ou en aéronautique, ce type de problèmes a été souvent évité en se fondant sur de la redondance matérielle à base d'actionneurs et de capteurs. Cette stratégie est non seulement onéreuse mais elle requiert aussi un important dispositif de maintenance. Ainsi, la commande tolérante aux défauts traitée de manière analytique, permet d'éviter de tels coûts d'achat et d'entretien.

## 1.4.2 Classification des méthodes tolérantes aux défauts

La commande tolérante aux défauts est généralement classée en deux approches distinctes : une approche passive (Passive Fault Tolerant Control, PFTC) et une approche active (ActiveFault tolerant Control, AFTC). Dans le cadre de la première approche, les régulateurs sont synthétisés de façon à être robuste à certains défauts . L'idée principale est de faire en sorte que le système en boucle fermée (BF) soit robuste aux incertitudes et à quelques défauts spécifiques. Cette approche ne nécessite aucun schéma de détection de défauts ni aucune reconfiguration de loi de commande mais sa capacité de tolérance reste restreinte à quelques défauts.



**Figure 1.9:** Classification des méthodes tolérantes aux défauts

A l'opposé de la voie passive, l'AFTC est amenée à réagir aux diverses défaillances du système en reconfigurant les lois de commande tout en préservant la stabilité et les performances de celui-ci. un systèmes de commande tolérante aux défauts [18], comporte 4 principaux composants :

un bloc de diagnostic de défauts ( FDD) donnant des informations en temps réel, un

mécanisme de reconfiguration, un régulateur reconfigurable et une référence appliquée au système. Dans le schéma de FDD, les paramètres en défaut ainsi que les variables d'état du système doivent être estimés en ligne. Ce schéma de FDD doit permettre de prendre en compte les différents types de défauts intervenant sur le système et d'assurer la fiabilité de ses informations pour activer le mécanisme de reconfiguration en un temps minimal. A partir de cette information en ligne produite par le module de FDD, le régulateur reconfigurable doit être synthétisé automatiquement pour maintenir la stabilité, la dynamique du système ainsi que ses performances initiales. De plus, afin d'assurer que le système en boucle fermée soit capable de suivre la commande de référence/trajectoire spécifiée même en présence de défauts, un régulateur "feedforward" reconfigurable doit pouvoir être synthétisé pour réaliser un asservissement. Dans le cas de dégradation de performances du système, la commande de référence doit permettre d'ajuster l'entrée de commande ou la trajectoire de référence automatiquement ou informer les opérateurs humains de la présence de défauts.

L'AFTC requiert tout d'abord, de synthétiser un schéma de FDD permettant de fournir de manière aussi précise que possible une information sur les défauts éventuels (l'instant d'apparition, le type et l'amplitude du défaut) ainsi qu'un modèle de défaut du système. Puis, de synthétiser en ligne un nouveau régulateur (reconfigurable ou restructurable) en réponse aux défauts du système et de compenser l'effet de ceux-ci tout en assurant la stabilité et les performances de l'ensemble [15].

Comme il a été indiqué précédemment la commande tolérante aux défauts est classée en deux méthodes : approche passive et approche active. Comme le montre la figure (1.9), la distinction entre les deux approches dépend de la méthode de synthèse, des défauts considérés, du type de redondance présent ainsi que du comportement du système dans le cas dégradé.

### 1.4.3 Méthodes passives

Les méthodes PFTC utilisent les techniques de la commande robuste pour assurer que le système en boucle fermée demeure insensible à certains défauts avec des régulateurs constants et sans utilisation d'information en ligne des défauts sur le système. Les régulateurs passifs ont pour but de maintenir le système "fiable" au sens de la stabilité et de ses performances dans les cas nominaux et de défauts prédéfinis. Le but est de chercher un régulateur qui optimise les performances "pour le pire défaut" (en terme de synthèse  $LQR$  ou  $H_\infty$ ) pour tous les défauts anticipés. Cette approche considère que les défaillances (défaut de 100%) peuvent apparaître dans un ensemble prédéfini de défauts potentiels sur les actionneurs et les capteurs. Le régulateur "passif" rejette le défaut si ce dernier se modélise comme une simple incertitude. Pour une vue globale des méthodes des commandes robustes ou fiables, le lecteur pourra se référer aux travaux de . En PFTC, le système en défaut continue d'opérer avec le même régulateur et la même structure du système : les objectifs et performances restent les

mêmes que ceux du système nominal. Cependant, le système est synthétisé de manière à être robuste à certains défauts en supposant un ensemble de défauts potentiels restrictifs voire des fois un seul défaut. Ceci peut être valable dans certains cas restreints avec des défauts de faibles amplitudes. Dans des conditions pratiques, l'utilisation seule de la commande robuste peut être risquée. Comme un régulateur inintelligent, sans utilisation de module de diagnostic et sans connaissance sur l'occurrence de défaut (sa sévérité, sa localisation, . . .), le système passif a alors une faible capacité de tolérance aux défauts

#### 1.4.4 Méthodes Actives

Les méthodes AFTC se distinguent des méthodes PFTC par les principes énoncés précédemment tels l'utilisation d'un module FDD, une synthèse en ligne du régulateur. Il est possible de classer les AFTC selon certains critères tels que la commande active développée soit ou non :

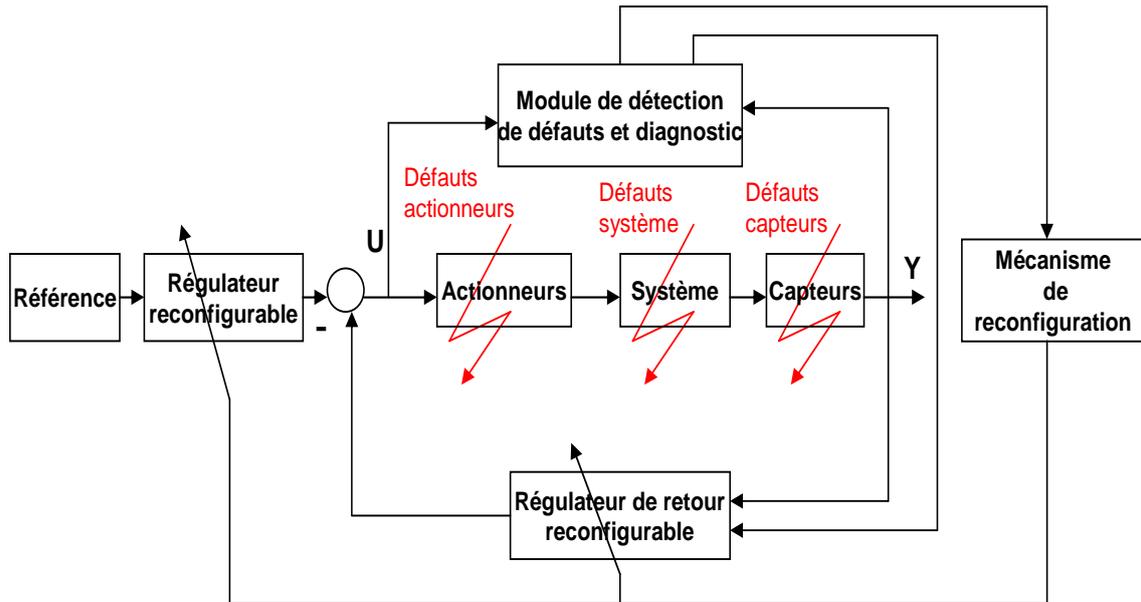
- basée sur des lois de commande pré-calculées hors-ligne (méthodes de projection),
- basée sur de l'accommodation de défauts en ligne (commutation de modèles de défauts par exemple) et n'utilisant pas de FDI,
- tolérante aux défauts non-anticipés utilisant l'isolation et la détection des défauts (Fault Detection and Isolation, FDI).

Cependant certains types de commande active sont parfois difficiles à classer et de ce fait, la classification ci-après n'est pas exhaustive mais permet de se repérer parmi les grandes tendances actuelles.

**Loi de commande Re-séquencée ou control law re-scheduling** Une vision simple de la loi de commande tolérante aux défauts consiste à enregistrer au préalable des paramètres de gains pré-calculés. Ce concept est directement lié aux lois de commandes tolérantes aux défauts par re-séquencement (Control Law Re-scheduling (CLR)) qui est considéré pour les changements en aérodynamique (donc spécifique au domaine de l'aéronautique) : altitude, vitesse... . Dans les applications d'aéronautique, le mécanisme de CLR est déclenché par les données de vol. Des chercheurs ont étudié ce type de commande. Les principaux dispositifs de la loi de commande par séquencement sont :

- Utilisation des mécanismes de FDI,
- Estimation d'état pour reconfiguration du régulateur,
- Lois de commande pré-calculées et enregistrées.

Un système muni d'une loi de commande séquencée peut être vu comme un système avec une commande de retour d'état dont les gains sont ajustés par compensation. Cependant



**Figure 1.10:** Principe du système AFTC

l'ajustement effectué par cette loi de commande ne tient pas compte des performances du système en boucle fermée pour compenser une action incorrecte de la CLR. Ceci implique une robustesse accrue du module de FDD car toute fausse alarme ou défaut non détecté pourrait entraîner une instabilité et conduire au désastre.

**Méthode de la pseudo-inverse** La méthode de pseudo-inverse [19] est une référence des plus citées dans le domaine de commande tolérante active aux défauts du fait de sa simplicité de calcul et sa capacité à manipuler une très large classe de défauts, à condition qu'ils soient prédénis. La version de base de la méthode pseudo-inverse, on considère un système linéaire nominal :

$$\begin{cases} x_{k+1} = Ax_k + Bu_k \\ y_k = Cx_k \end{cases} \quad (1.9)$$

avec loi de commande de retour d'état  $u_k = Fx_k$ , sous l'hypothèse que le vecteur d'état est connu. Le système en défaut se représente de la manière suivante :

$$\begin{cases} x_{k+1}^f = A_f x_k^f + B_f u_k^R \\ y_k^f = C_f x_k^f \end{cases} \quad (1.10)$$

où la nouvelle loi de commande reconfigurée est de structure équivalente, c'est-à-dire  $u_{kR} = F_R x_k^f$ . Le but est de trouver la matrice de gain de retour d'état  $F_R$  telle que la "distance" entre les matrices d'état des systèmes nominaux et en défaut soit minimisée :

$$F_R = \operatorname{argmin}_{F_R} \|(A + BF)(A_f + B_f F_R)\|_F = B_f^+(A + BF A_f)$$

où  $B_f^+$  est la pseudo-inverse de la matrice  $B_f$  et  $\|\cdot\|_F$  la norme de Frobenius. Les avantages de cette approche résident dans le fait qu'elle est très appropriée pour une implémentation en ligne due à sa simplicité et que les changements sur le système causés par un défaut, sont calculés directement par (1.11). Le principal inconvénient réside dans la non assurance de la stabilité du système en boucle fermée. Des exemples simples confirment ce fait. Afin de remédier à ce problème, une méthode de pseudo-inverse modifiée a été développée dans en ajoutant une contrainte supplémentaire telle que le système en BF soit stable. Cependant cette contrainte supplémentaire augmente considérablement le temps de calcul. Une approche similaire a été présentée où une loi de commande  $u_k^R$  est directement synthétisée à partir de la loi de commande nominale  $u_k$  telle que  $u_k^R = B_f^+$ . Tout récemment, la méthode de la pseudo-inverse a été remaniée dans en utilisant un ensemble de modèles admissibles plutôt qu'une recherche optimale ne garantissant pas une certaine dynamique du système lors de la présence d'un défaut. Un autre inconvénient de cette approche réside dans le fait que l'incorporation d'incertitudes semble difficile.

**Placement de structure propre** La méthode par placement de structure propre pour la reconfiguration de régulateur est une approche plus intuitive que l'approche par pseudo-inverse car elle vise à faire coïncider les structures propres (c.à.d les valeurs propres et les vecteurs propres) des matrices des systèmes nominaux et en défaut en boucle fermée. L'idée principale est d'assigner exactement les plus importantes valeurs propres de ces matrices tandis qu'en même temps l'approche minimise la différence de la norme 2 entre les différents vecteurs propres correspondants. La procédure a été développée aussi bien avec un retour d'état constant ainsi que par retour de sortie. Plus précisément, dans le cas de retour d'état, si  $\lambda_i, i=1,2,\dots,N$  sont les valeurs propres de la matrice déclinant la boucle fermée  $A + BF$  avec une loi de commande de retour d'état  $u_k = F_{x_k}$ , et si  $u_i$  sont leurs vecteurs propres correspondants, la méthode par placement de structure propre calcule le gain  $F_R$  de retour d'état pour le modèle en défaut (1.10), avec  $v_i^f$  les vecteurs propres en défaut, telle la solution du problème suivant.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Trouver } F_R \\ \text{tel que } (A_f + B_f F_R)v_i^f = \lambda_i v_i^f, i = 1, 2, \dots, N \\ \text{et } v_i^f = \text{argmin} \|v_i - v_i^f\|^2 w_i \end{array} \right.$$

avec  $\text{argmin} \|v_i - v_i^f\|^2 w_i = (v_i - v_i^f)^T W_i (v_i - v_i^f)$  où la matrice  $W_i$  est une matrice de pondération définie positive servant de degré de liberté supplémentaire. En d'autres termes le nouveau gain  $F_R$  est synthétisé de manière à ce que les pôles du système en boucle fermée coïncident avec les pôles du système nominal en boucle fermée ; de même que les vecteurs propres des matrices d'état doivent être les plus proches possibles. Du fait que les valeurs et les vecteurs propres déterminent la forme de la réponse du système en boucle fermée, le but est donc de préserver la dynamique du système en boucle fermée la plus proche possible de celle dans le cas nominal. Ainsi, la méthode par placement de structure semble garantir la stabilité du système en boucle fermée. La charge de calcul ne semble pas importante , c'est-à-dire que l'optimisation en ligne n'est pas nécessaire. Le désavantage vient du fait que les erreurs de modèles ne sont pas aisément incorporables dans le calcul d'optimisation et que seuls des régulateurs statiques sont considérés.

**Neuro-Flou** Ces méthodes basées sur des réseaux de neurones et de la logique floue, ont aussi reçu une grande attention de la part de la communauté s'intéressant à la commande tolérante aux défauts. Ces méthodes ont le principal avantage de très bien s'appliquer sur des systèmes non linéaires habituellement modélisés par des modèles flous de Takagi-Sugeno . Les modèles de Takagi-Sugeno se représentent par des 'règles'(rules) de la façon suivante : IF  $z(t) \in M$ , THEN

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x} = A_j x(t) + B_j u(t) \\ y(t) = C_j x(t) + D_j u(t) \end{array} \right. \quad (1.11)$$

avec  $M_j$  représentant un ensemble flou et  $j \in [1, \dots, r]$  représentant le nombres de règles. Les capacités d'apprentissage de ces méthodes rendent possible l'adaptation du modèle à la suite de l'occurrence d'un défaut sur le système. Pour plus de détails sur ces méthodes neuro-flou pour le FTC, concernant la synthèse d'une loi de commande adaptative utilisant les multi-modèles, pour une commande tolérante au défauts appliquée sur un moteur, pour une loi de commande tolérante basée sur une représentation floue de type Takagi-Sugeno. Cette dernière approche a pour mérite de traiter des systèmes non linéaires et considère notamment des représentations multi-modèles avec des fonctions d'activation floues c.à.d définies de manière

arbitraires et ne tenant pas compte de l'apparition d'un défaut. Elles sont synthétisées de telle manière que la dynamique du modèle représente au mieux la dynamique du système. Ces fonctions d'activation sont parfois fondées sur un banc d'observateurs qui considèrent un ensemble restreint de défaut pouvant survenir sur le système.

**Linéarisation par retour ou principe d'identification en ligne** Les régulateurs linéaires fonctionnent généralement correctement pour des petites variations de l'état ou de variables. Le concept de linéarisation par retour (feedback linearization) peut être utilisé pour compenser les effets liés aux non linéarités. Ces techniques ont été aussi utilisées en aéronautique. Les défauts sont identifiés en estimant les paramètres des équations du mouvement de l'avion en utilisant les moindres carrés récurrents. Les paramètres estimés sont alors utilisés pour mettre à jour les nouveaux paramètres du régulateur. Étant donné qu'un avion a de nombreux paramètres à surveiller, des difficultés peuvent survenir quant à l'identification des paramètres.

**Approches par modèles de référence** Cette approche est une alternative de l'approche de linéarisation par retour où l'on considère 3 stratégies : Explicite , Implicite et enfin l'approche Multiple Model Kalman filtering . L'approche par modèles de référence est une méthode attractive pour la nouvelle synthèse du régulateur d'un système associé à une commande tolérante aux défauts. En eet, le but est d'émuler les caractéristiques des performances du modèle désiré en présence ou non de défauts et de défaillances. Classiquement, l'approche de poursuite de modèles, considère un modèle de référence de la forme :

$$\begin{cases} x_{k+1}^M = A_M x_k^M + B_M r_k \\ y_k^M = C x_k^M \end{cases} \quad (1.12)$$

où  $r_k$  est un signal de trajectoire de référence et  $x_k^M$  l'état du modèle de référence. Le but est de calculer des matrices de gains  $K_r$  et  $K_x$  telles que la commande par retour d'état avec le système (1.9), se définit comme suit :

$$u_k = K_r r_k + K_x x_k y_k^M = C x_k^M \quad (1.13)$$

permettant d'être le plus proche possible du modèle de référence. Ainsi, le modèle de référence et le système en boucle fermée sont représentés sous la forme suivante :

$$\begin{cases} x_{k+1}^M = A_M x_k^M + B_M r_k \\ y_{k+1} = (CA + CBK_x)x_k + CBK_r r_k \end{cases} \quad (1.14)$$

tel que le "Perfect Model Following" puisse être réalisé en sélectionnant :

$$\begin{cases} K_x = (CB)^{-1}(A_M - CA) \\ K_r = (CB)^{-1}B_M \end{cases} \quad (1.15)$$

Ces gains sont obtenus si le système est carré c.à.d si  $\dim(y) = \dim(u)$  et que l'inverse de la matrice CB existe. Lorsque les matrices du système (1.15) sont inconnues, elles peuvent être remplacées par des valeurs estimées  $(\hat{A}, \hat{B})$ , provenant de la méthode indirecte (Explicite) La méthode indirecte ne garantit pas la stabilité du système en boucle fermée, et de plus la matrice CB peut ne pas être inversible. Ceci constitue un problème très important qu'il faut souligner car la conduite d'un procédé automatisé en dépend. Afin d'éviter d'estimer les paramètres du système, la méthode directe(implicite) du "Model Following" peut être utilisée directement en estimant les matrices de gains du régulateur  $K_x$  et  $K_r$  au moyen d'un schéma adaptatif. Deux approches distinctes de "Direct Model Following" existe : une méthode d'erreur de sortie et une méthode d'erreur d'entrée. Pour de plus amples détails, le lecteur pourra se référer aux travaux suivants . Cette méthode ne requiert pas de module FDI ce qui ne permet pas de savoir si le système a un défaut ou non et de plus, la méthode n'incorpore pas les incertitudes. Cette méthode est cependant classée dans les méthodes actives étant donné qu'elle présuppose une modélisation du système en défaut, c.à.d une méthode de diagnostic faite initialement avant d'appliquer cette méthode [19].

**Commande Adaptative** La commande adaptative est une commande très appropriée dans le terme de commande Active tolérante aux défauts. En effet, ce type de commande a pour capacité d'adapter automatiquement les paramètres du régulateur en fonction des changements du système. Ce type de méthode ne requiert donc pas de module FDD comme c'est le cas dans les schémas de AFTC. Les méthodes de commandes avec paramètres linéaires variant dans le temps ou Linear Parameter Varying (LPV) dédiées au FTC sont incluses dans la classe des commandes adaptatives, D'autres méthodes adaptatives comme , illustrent les propos de la commande adaptative. Cependant, ces méthodes n'utilisent pas le FDI, il n'y a pas de module de supervision et des problèmes de convergence lors de l'estimation de paramètres peuvent apparaître. Nous allons expliciter plus en détails une approche basée sur les multi-modèles. Après un bref aperçu de la commande par multi-modèles en l'absence de défauts, nous présenterons diverses approches de commande active tolérante en multi-modèles.

## 1.5 Position du problème

La génératrice asynchrone à double alimentation grâce a ses avantages est très présente dans les systèmes éoliens, or nul système n'est à l'abri d'une défaillance. Pour cela sa surveillance est devenue un souci permanent particulier notamment dans tels système où est besoin d'exploiter l'énergie aérodynamique d'une façons permanente en vue de la nature aléatoire du vent. la question qui se pose alors ,quelle stratégie à adopter pour empêcher la propagation du défaut dès son apparition et sa détection ?

la réponse à cette question sera l'objectif principal de la suite de ce mémoire.

## 1.6 Conclusion

Ce premier chapitre a été consacré à la présentation d'un bref état de l'art dans le domaine du diagnostic et commande tolérante aux défauts appliquée à la MADA dans un système éolien à vitesse variable. le long du chapitre et afin de toucher tous les aspects de notre problématique , on a jugé nécessaire de commencer par une présentation des systèmes éoliens notamment ceux à vitesse variable à base de MADA, ensuite en second partie quelques notions et terminologies liés au diagnostic ont été présentées aussi, et enfin comme dernière partie nous avons exposé les différents travaux de recherche effectués dans le domaine des systèmes tolérants aux défauts, leurs types, leurs structures ainsi que leurs objectifs toute en discutant les avantages et les inconvénients de chaque méthode de la commande FTC.

---

## Modélisation des organes de la chaîne éolienne

---

### 2.1 Introduction

Le système de conversion éolienne à base de la MADA de la Figure (2.1) est constitué d'une turbine éolienne, une génératrice asynchrone à double alimentation, un bus continu, deux convertisseurs statiques de puissance et un filtre triphasé de courant. La turbine éolienne entraîne la MADA à une vitesse de rotation variable à travers un multiplicateur de vitesse. Le stator de cette dernière est directement connecté au réseau électrique tandis que le rotor est connecté au réseau via deux convertisseurs statiques bidirectionnels mis en cascade à travers un bus continu. La présentation des modèles dynamiques des sous ensembles du système éolien ainsi constitué, fera l'objet du présent chapitre.

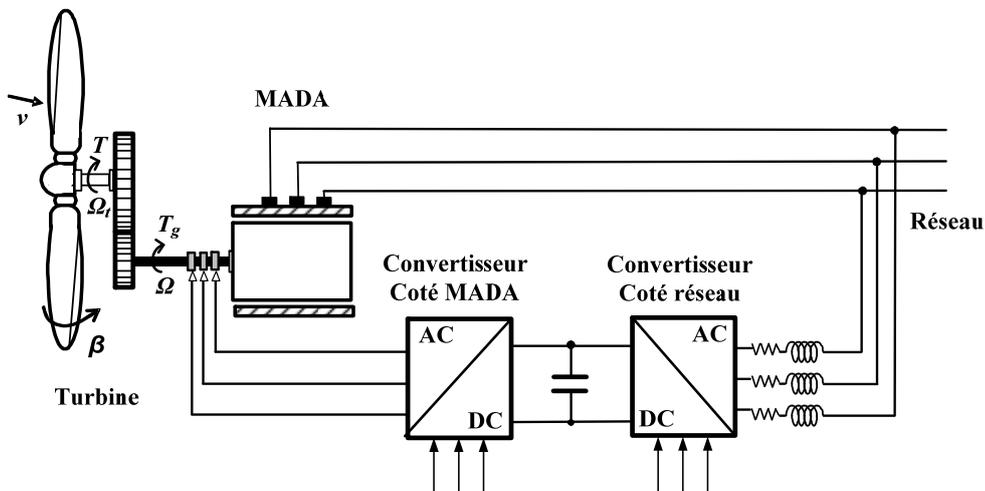
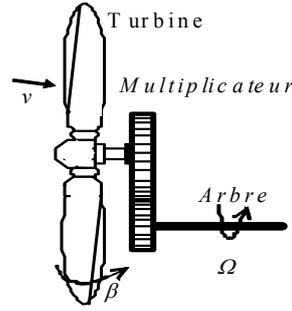


Figure 2.1: Système éolien

### 2.2 Modélisation de la turbine éolienne à vitesse variable

Considérons une turbine éolienne munie de pales de longueur  $R$  entraînant une génératrice à travers un multiplicateur de vitesse de gain  $G$ , Figure (2.2).



**Figure 2.2:** Turbine éolienne.

### 2.2.1 Modèle des pales

La puissance cinétique du vent est donnée par [20] :

$$P_v = \frac{\rho S v^3}{2} \quad (2.1)$$

La turbine permet de convertir l'énergie aérodynamique du vent en énergie mécanique. Son couple aérodynamique  $C_{aero}$  est donné par l'expression suivante [21] [22] :

$$C_{aero} = \frac{1}{2\Omega_t} C_p(\lambda, \beta) \rho S v^3 \quad (2.2)$$

La puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} P_{aero} &= C_p(\lambda, \beta) P_v \\ &= C_p(\lambda, \beta) \frac{\rho S v^3}{2} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Avec :

- $\Omega$  est la vitesse de la turbine,
- $\rho$  est la densité de l'air,  $\rho = 1.22 \text{ kg/m}^3$ ,
- $S$  est l'aire balayée par la turbine,  $S = \Pi R^2$ ,
- $V$  est la vitesse du vent,
- $C_p$  est le coefficient qui caractérise le rendement aérodynamique de la turbine (Figure 2.2). Il dépend des caractéristiques de la turbine (les dimensions de la pale, le ratio de la vitesse  $\lambda$  et l'angle d'orientation de la pale  $\beta$ ).

Le ratio de vitesse  $\lambda$  est défini comme le rapport entre la vitesse linéaire de la turbine  $\Omega_t$  et la vitesse du vent, son expression est donnée comme suit :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{v} \quad (2.4)$$

Dans notre étude, le  $C_p$  est donné sous forme polynomiale par la fameuse équation (2.5). Cette modélisation est valable quel que soit l'angle de calage  $\beta$ , et quel que soit le rapport de vitesse  $\lambda$ .

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left( c_2 \frac{1}{\lambda_1} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{\frac{-c_5}{\lambda_1}} + \lambda c_6 \quad (2.5)$$

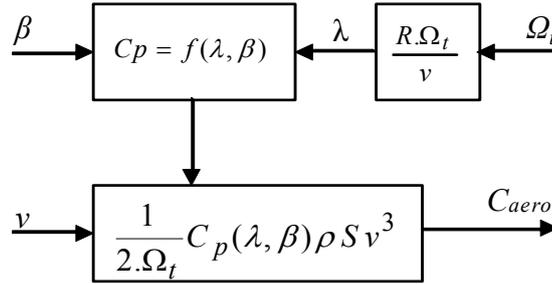
Dans cette formule, le paramètre  $\lambda_1$  dépend également de  $\lambda$  et  $\beta$  :

$$\frac{1}{\lambda_1} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{1 + \beta^3} \quad (2.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} c_1 = 0.5176 \\ c_2 = 116 \\ c_3 = 0.4 \\ c_4 = 5 \\ c_5 = 21 \\ c_6 = 0.0068 \end{cases} \quad (2.7)$$

Les six coefficients définis :  $c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6$ , dépendent de la turbine considérée.



**Figure 2.3:** Schéma bloc du modèle des pales.

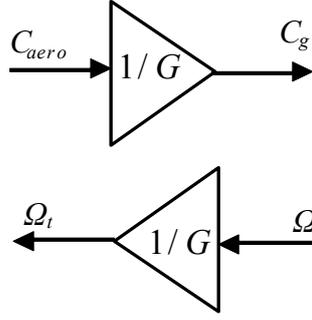
## 2.2.2 Modèle du multiplicateur de vitesse

Le multiplicateur de vitesse, qui est disposé entre la turbine éolienne et la génératrice, a pour but d'adapter la vitesse de la turbine  $\Omega_t$ , assez lente, à celle que nécessite la génératrice  $\Omega$ . Il est modélisé par les deux équations suivantes :

$$\Omega_t = \frac{1}{G} \Omega \quad (2.8)$$

$$C_g = \frac{1}{G} C_{aero} \quad (2.9)$$

$C_{em}$  est le couple électromagnétique du rotor de la génératrice.



**Figure 2.4:** schéma bloc du modèle du Multiplicateur de vitesse.

### 2.2.3 Modèle de l'arbre mécanique

L'arbre est composé d'une masse correspondant à l'inertie du rotor de la turbine supportant les pales, le moyeu, et une petite inertie représentant le rotor de la génératrice. Dans le modèle mécanique proposé, l'inertie totale  $J$  est celle de la génératrice  $J_g$  et l'inertie de la turbine  $J_t$  ramenée au rotor de la génératrice.

$$J = J_g + J_t G^2 \quad (2.10)$$

L'évolution de la vitesse mécanique  $\Omega$  dépend du couple mécanique appliqué au rotor de la génératrice  $C_{mec}$  qui est la résultante d'un couple électromagnétique produit par la génératrice  $C_{em}$ , d'un couple de frottement visqueux  $C_{vis}$  et d'un couple du multiplicateur de vitesse  $C_g$ .

$$C_{mec} = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.11)$$

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad (2.12)$$

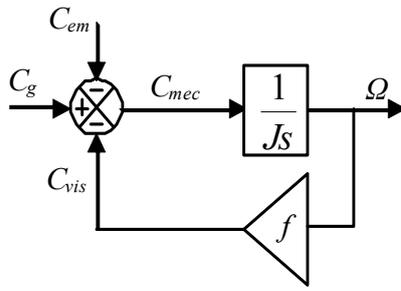
Le couple issu du frottement est modélisé par le coefficient de frottement visqueux  $f$ .

$$C_{vis} = f\Omega \quad (2.13)$$

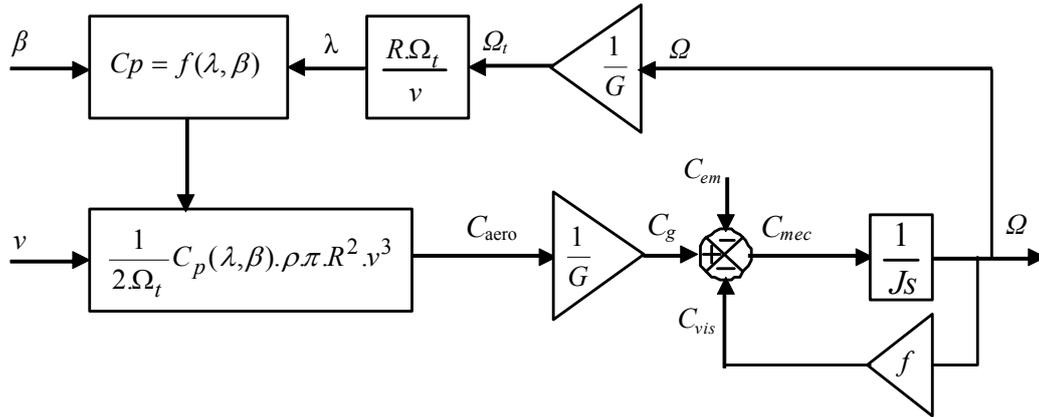
En remplaçant (2.11) et (2.12) dans (2.13), nous aurons :

$$C_g - C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (2.14)$$

A partir des équations précédentes le schéma bloc de l'arbre mécanique est représenté comme suit :



**Figure 2.5:** schéma bloc du modèle de l'arbre mécanique .



**Figure 2.6:** schéma bloc du modèle de toute la turbine éolienne.

Cette figure montre que la turbine produit un couple aérodynamique  $C_{aero}$  à partir de la puissance cinétique  $P_v$  du vent et par action de l'angle d'orientation des pales  $\beta$ .

Le multiplicateur de vitesse transforme le couple aérodynamique  $C_{aero}$  de la turbine en couple du multiplicateur  $C_g$ , et en même temps, il transforme la vitesse mécanique  $\Omega$  en vitesse de la turbine  $\Omega_t$ .

La vitesse mécanique de l'arbre de la génératrice  $\Omega$  résulte de l'application du couple moteur disponible à la sortie du multiplicateur  $C_g$  auquel s'oppose le couple électromagnétique  $C_{em}$ . Le contrôle de cette dernière peut donc être effectué soit par action sur l'angle d'orientation des pales soit à travers le couple électromagnétique de la génératrice.

## 2.3 Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dédiée au diagnostic et au FTC

### 2.3.1 modélisation de la MADA en grandeurs de phases

la machine asynchrone à double alimentation étant un système non linéaire très complexe, sa modélisation nécessite l'introduction de certaines hypothèses simplificatrices sans trop exagérer pour avoir un modèle le plus proche possible de la réalité.

## Hypothèses simplificatrices

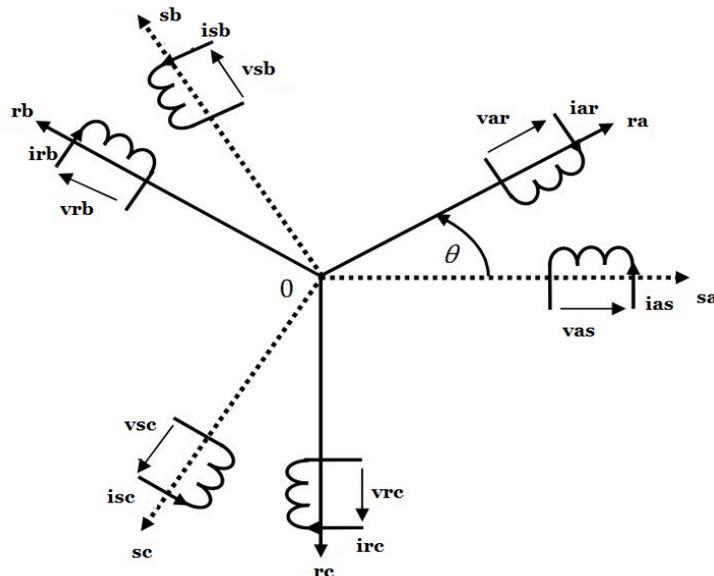
La modélisation de la machine asynchrone sera établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [23], [24], [25], [26], .

- L'entrefer est supposé d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoches négligeable,
- La saturation magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- Les résistances des enroulements sont constantes et l'effet de peau négligeable,
- On admet que la f.m.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale,
- La machine est symétrique, par conséquent, la somme des courant et des tensions est égale a zéro.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additive des flux,
- La constance des inductances propres,
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

La position du rotor en rotation, par rapport au stator fixe est fonction de la vitesse de rotation  $w$ , tel que  $w = \frac{d\theta}{dt}$  où  $\theta$  est l'angle entre l'enroulement statorique (s) et l'enroulement rotor (r) en chaque instant, comme montré sur la figure (2.7) ci-dessous.



**Figure 2.7:** Représentation schématique de la machine asynchrone à double alimentation.

En utilisant l'approche des circuits couplés magnétiquement, la loi d'Ohm et la loi de Faraday et en tenant compte des hypothèses cités ci-dessus, le comportement dynamique de la MADA peut être décrit par le système d'équations différentielles suivant [27].

### Équations des tensions

les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \end{cases} \quad (2.15)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}, [V_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

### Équations des flux :

Les flux sont donnés par :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (2.16)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Les matrices des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor-stator) s'écrivent comme suit :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

En intégrant l'équation (2.16) dans l'équation (2.15), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_s][I_s]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_r]) \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}([L_r][I_r]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_s]) \end{cases} \quad (2.18)$$

### Équations du couple :

L'équation mécanique de la machine s'écrit comme suit :

$$J \frac{d\Omega_g}{dt} = C_{mec} \quad (2.19)$$

avec :

$J$  : représente l'inertie totale de l'éolienne constituée de l'inertie de la turbine  $J_t$  ramenée sur l'axe rapide et celle de la génératrice  $J_g$ , elle est donnée par l'expression suivante :

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_g \quad (2.20)$$

$C_{mec}$  : représente le couple mécanique, qui est fonction du couple électromagnétique  $C_{em}$  produit par la génératrice, du couple des frottements visqueux  $C_{vis}$ , et du couple issu du multiplicateur  $C_g$  :

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad (2.21)$$

- Le couple sur l'arbre rapide  $C_g$  est exprimé en fonction du couple sur l'arbre lent  $C_{aero}$  par l'expression suivante :

$$C_g = \frac{C_{aero}}{G} \quad (2.22)$$

- Le couple électromagnétique  $C_{em}$  est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} p [I]^T \frac{d[L]}{dt} [I] \quad (2.23)$$

Avec :

$[I]$  : matrice du courant total ;

$[L]$  : matrice inductance totale ;

$p$  : le nombre de paire de pôle.

$$[I] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}, [L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_{rr}] \end{bmatrix}$$

Compte tenu que tous les termes des sous matrices  $[L_{ss}]$  et  $[L_{rr}]$  sont à coefficients constants, on aura :

$$C_{em} = p[I_s]^T \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_r]) \quad (2.24)$$

- Le couple visqueux est donné par l'expression suivante :

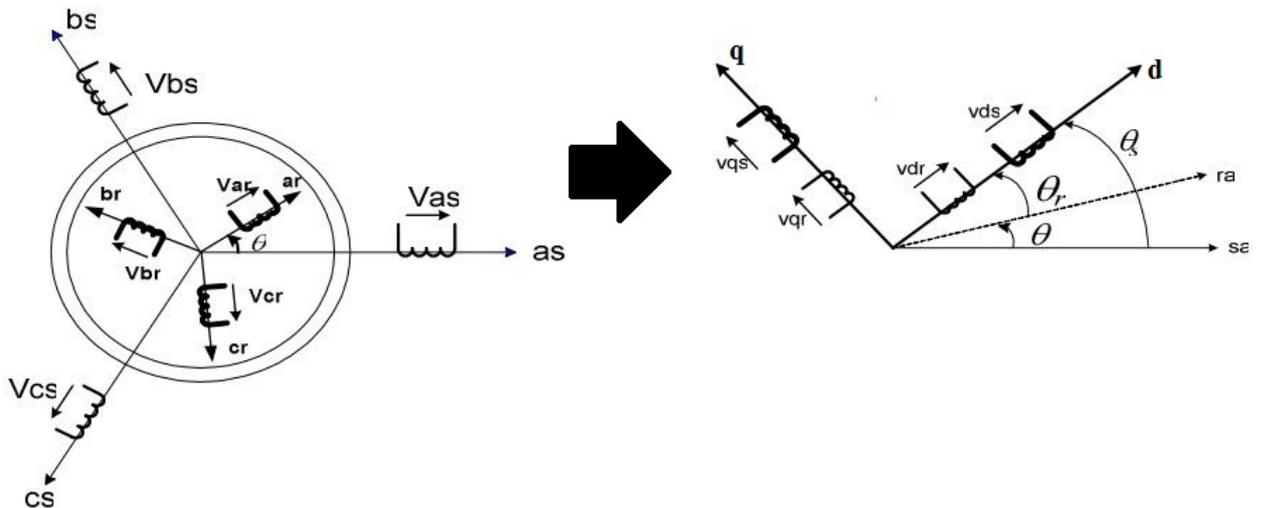
$$C_{vis} = f\Omega \quad (2.25)$$

avec  $f$  représente le coefficient du frottement visqueux.

### 2.3.2 Modèle de la MADA dans le plan dq

la machine asynchrone à double alimentation est représentée par un système de six équations électriques en plus d'une équation mécanique. Travailler avec ces sept équations n'est pas facile même avec l'outil numérique, l'utilisation d'une transformation est alors indispensable.

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents, afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système (Figure 2.8).



**Figure 2.8:** Passage du triphasé au biphasé

La matrice de transformation est définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

L'angle  $\theta$  est au choix de l'utilisateur et peut dépendre du temps. Le fait que  $[P(\theta)]$  soit orthonormée implique que son inverse est égale à sa transposée :

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T$$

Les tensions, courants et flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [V_{s,dq}] = [P(\theta_s)][V_{s,abc}] \\ [V_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)][V_{r,abc}] \end{cases} \quad (2.27)$$

$$\begin{cases} [I_{s,dq}] = [P(\theta_s)][I_{s,abc}] \\ [I_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)][I_{r,abc}] \end{cases} \quad (2.28)$$

$$\begin{cases} [\varphi_{s,dq}] = [P(\theta_s)][\varphi_{s,abc}] \\ [\varphi_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)][\varphi_{r,abc}] \end{cases} \quad (2.29)$$

Les relations entre les flux et les courants sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (2.30)$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$  : inductance cyclique statorique ;

$L_r = l_r - M_r$  : inductance cyclique rotorique ;

$M = \frac{3}{2} M_{rs} = \frac{3}{2} M_{sr}$  : mutuelle cyclique entre rotor-stator.

Les équations électriques devient :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (2.31)$$

Avec :

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{d}{dt}\theta_s \\ \omega = \frac{d}{dt}\theta \\ \theta_s = \theta_r + \theta \end{cases}$$

**Puissances statoriques** Dans un repère biphasé, les puissances actives et réactives d'une machine asynchrone à double alimentation s'écrivent comme suit :

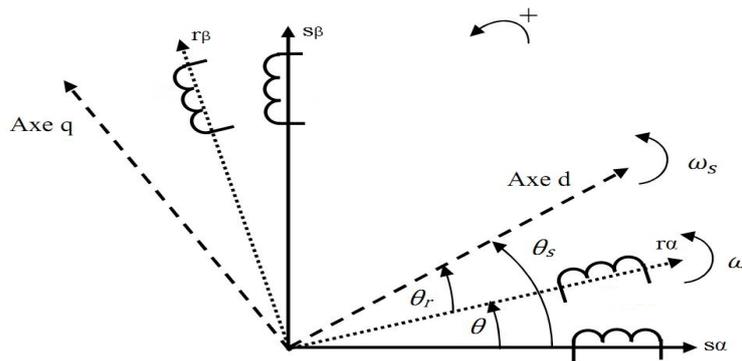
$$\begin{cases} P_s = v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs} \\ Q_s = v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs} \end{cases} \quad (2.32)$$

**Équation du couple électromagnétique** Dans le repère biphasé, l'expression du couple électromagnétique devient [15] :

$$C_{em} = p(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds}) \quad (2.33)$$

### 2.3.3 Le choix du référentiel :

Les équations de la machine asynchrone à double alimentation triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels(Figure 2.9), le choix d'un référentiel se fait selon le problème à étudié :



**Figure 2.9:** Repères de référence :statorique ,rotorique et tournant d-q

1. **Référentiel lié au stator :** Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il est utilisé en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation.

2. **Référentiel lié au rotor** : Ce référentiel est intéressant pour les problèmes des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée constante.
3. **Référentiel lié au champ tournant** : Ce type de référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs à fréquence variable. Son modèle permet d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent, d'où la facilité de régulation.

### 2.3.4 Mise sous forme d'équation d'état :

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone à double alimentation sous la forme d'équation d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u + dC_g \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2.34)$$

Où  $x, u$  et  $y$  représentent respectivement le vecteur d'état, de commande et de sortie.

Et  $f(x), g(x)$  et  $h(x)$  sont des fonctions non-linéaires.

On va prendre comme vecteur d'état les variables suivantes :

$$x^T = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5] = [i_{ds} \ i_{qs} \ \varphi_{ds} \ \varphi_{qs} \ W_r]$$

Et vecteur de commande :

$$u = [v_{dr} \ v_{qr}]^T$$

En reformulant et réarrangeant les équations précédentes nous aboutissons au système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_1x_1 + a_2(\omega_s - x_5)x_2 + a_3x_3 + a_4x_4x_5 + a_5v_{ds} + b_1v_{dr} \\ \dot{x}_2 = a_6x_2 + a_7(\omega_s - x_5)x_1 + a_8x_4 + a_9x_3x_5 + a_{10}v_{qs} + b_2v_{qr} \\ \dot{x}_3 = a_{11}x_1 + a_{12}\omega_sx_4 + a_{13}v_{ds} \\ \dot{x}_4 = a_{14}x_2 + a_{15}\omega_sx_3 + a_{16}v_{qs} \\ \dot{x}_5 = a_{17}x_2x_3 + a_{18}x_1x_4 + a_{19}x_5 + d_1C_g \end{cases} \quad (2.35)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = a_6 = \frac{1}{\sigma} \left[ \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right] \\ a_2 = -a_7 = a_{12} = a_{13} = -a_{15} = a_{16} = 1 \\ a_3 = a_8 = \frac{1}{T_r T_s \sigma} \\ a_4 = a_5 = -a_9 = a_{10} = \frac{1}{L_s \sigma} \\ a_{11} = a_{14} = -R_s \\ a_{17} = -a_{18} = \frac{P^2}{J} \\ a_{19} = -\frac{f}{J} \\ d_1 = -\frac{P}{J} \\ b_1 = b_2 = -\frac{1 - \sigma}{\sigma M} \end{array} \right.$$

avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}; T_r = \frac{L_r}{R_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

## 2.4 Modélisation de la partie puissance :

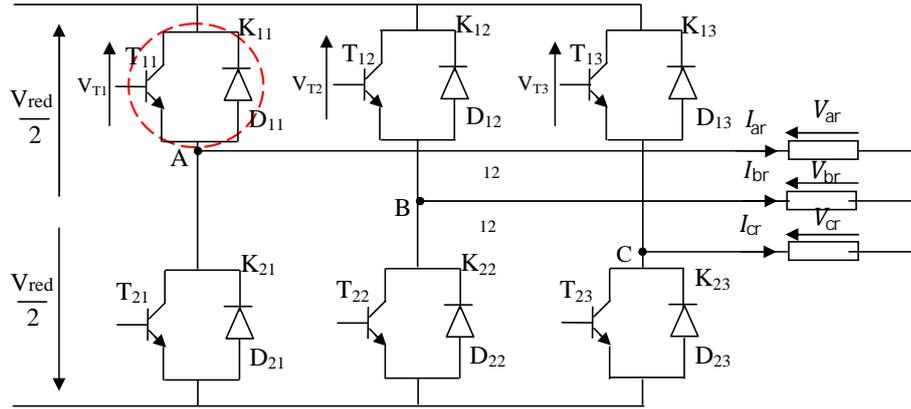
### 2.4.1 Modèle du convertisseur côté machine (CCM) :

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative [28].

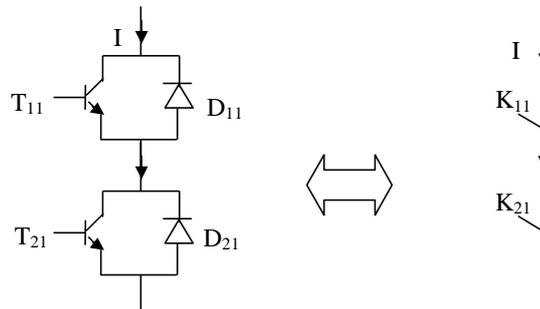
Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard  $220/380V - 50Hz$  [28].

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche (Figure 2.10). Les couples d'interrupteurs  $(K11, K21)$ ,  $(K12, K22)$ ,  $(K13, K23)$  sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [28]. Les diodes  $D_{ij}(ij = 1, 2, 3)$  sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors [28].

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [28]. Un bras de l'onduleur est représenté par la (Figure 2.11)



**Figure 2.10:** Onduleur de tension triphasé à deux niveaux



**Figure 2.11:** Représentation d'un GTO

Afin d'éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras doivent être complémentaires.

L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs [29]. Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_{ar} = V_{aro} + V_{on} \\ V_{br} = V_{bro} + V_{on} \\ V_{cr} = V_{cro} + V_{on} \end{cases} \quad (2.36)$$

Par addition on a :

$$V_{ar} + V_{br} + V_{cr} = V_{aro} + V_{bro} + V_{cro} + 3V_{on}$$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

Donc :

$$V_{aro} + V_{bro} + V_{cro} + 3V_{on} = 0$$

D'où :

$$V_{on} = -\frac{1}{3}(V_{aro} + V_{bro} + V_{cro})$$

On aura alors le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ar} = \frac{2}{3}V_{aro} - \frac{1}{3}V_{bro} - \frac{1}{3}V_{cro} \\ V_{br} = -\frac{1}{3}V_{aro} + \frac{2}{3}V_{bro} - \frac{1}{3}V_{cro} \\ V_{cr} = -\frac{1}{3}V_{aro} - \frac{1}{3}V_{bro} + \frac{2}{3}V_{cro} \end{cases} \quad (2.37)$$

Le système (2.37) peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{aro} \\ V_{bro} \\ V_{cro} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{aro} = \frac{V_{red}}{2}S_1 \\ V_{bro} = \frac{V_{red}}{2}S_2 \\ V_{cro} = \frac{V_{red}}{2}S_3 \end{cases} \quad (2.39)$$

$$\text{Tel que : } \begin{cases} S_1 = 1 \text{ si } K_{11} \text{ fermé si non } S_1 = -1 \\ S_2 = 1 \text{ si } K_{12} \text{ fermé si non } S_2 = -1 \\ S_3 = 1 \text{ si } K_{13} \text{ fermé si non } S_3 = -1 \end{cases}$$

D'où le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI :

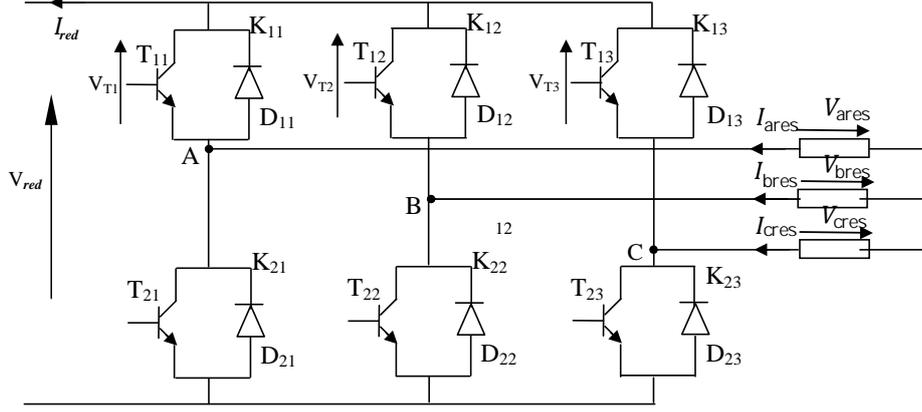
$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{V_{red}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Pour ne pas aller plus loin on se contente de présenter seul le modèle de CCM , donc le principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) n'est pas présentée dans ce travail.

## 2.4.2 Modèle du convertisseur côté réseau (CCR) :

La structure de l'onduleur à deux niveaux est réversible par sa conception, ceci le permet de fonctionner aussi en mode redresseur. On adoptera la convention génératrice pour la source de courant et la convention récepteur pour la source de tension.

La figure (2.12) représente la structure générale d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux. Son rôle est de générer la tension de sortie continue aux bornes de la capacité à partir d'une source alternative triphasée.



**Figure 2.12:** Redresseur à deux niveaux

La source d'alimentation du redresseur est modélisée par une *f.e.m* triphasée sinusoïdale en série avec une inductance  $L$  et une résistance  $R$  qui représentent l'impédance totale de la ligne. A l'équilibre, avec des impédances des trois phases identiques, les tensions de ligne et les courants fondamentaux sont exprimés comme suit :

$$\begin{cases} v_{res.a} = Ri_{res.a} + L \frac{di_{res.a}}{dt} + v_{an} \\ v_{res.b} = Ri_{res.b} + L \frac{di_{res.b}}{dt} + v_{bn} \\ v_{res.c} = Ri_{res.c} + L \frac{di_{res.c}}{dt} + v_{cn} \end{cases} \quad (2.41)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Avec :  $S_a, S_b$  et  $S_c$  l'état des commutateurs des trois bras du convertisseur.

$$\begin{cases} i_{res.a} = I_m \sin(\omega t + \varphi) \\ i_{res.b} = I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi) \\ i_{res.c} = I_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi) \end{cases} \quad (2.43)$$

Tel que :

- $V_m$  : L'amplitude de la tension ;
- $I_m$  : L'amplitude du courant ;
- $\omega$  : La fréquence angulaire ;
- $\varphi$  : Déphasage entre le courant et la tension.

De l'autre coté, le courant de sortie du redresseur est obtenu par :

$$i_{red} = i_{ch} + i_c = S_a i_{res.a} + S_b i_{res.b} + S_c i_{res.c} \quad (2.44)$$

La tension redressée est extraite à partir de l'équation suivante :

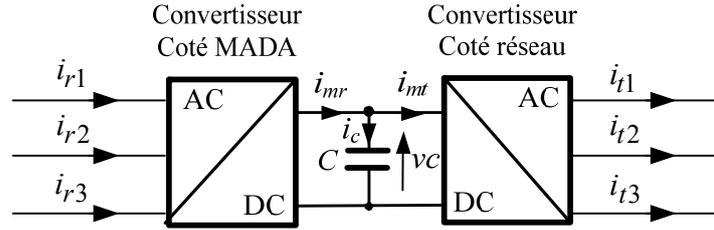
$$U_{red} = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (2.45)$$

Pour une charge caractérisée par une impédance  $Z$ , le courant qui la traverse est :

$$i_{ch} = \frac{U_{red}}{Z} \quad (2.46)$$

### 2.4.3 Modèle du bus continu :

Les deux convertisseurs du système éolien (côté MADA et côté réseau) sont inter-connectés par l'intermédiaire d'un bus continu qui autorise ainsi un transfert de puissance entre deux sources à fréquences différentes (Figure 2.15). Les deux courants modulés ( $i_{mr}$ ,  $i_{mt}$ ) sont respectivement issus du convertisseur côté MADA et du celui côté réseau.



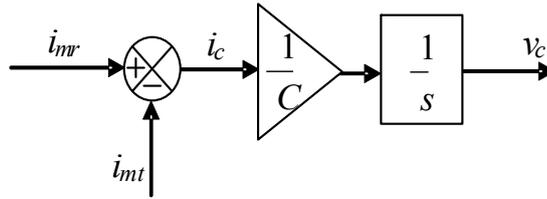
**Figure 2.13:** bus continu

L'évolution de la tension du bus continu est donnée par les formules suivantes :

$$v_c(t) = \frac{1}{\delta T} \int_{t_0}^{t_0 + \delta T} \frac{1}{C} i_c(t) + v_c(t_0) \quad (2.47)$$

$$i_c = i_{mr} - i_{mt} \quad (2.48)$$

$C$  représente la capacité du bus continu.



**Figure 2.14:** Modèle du bus continu

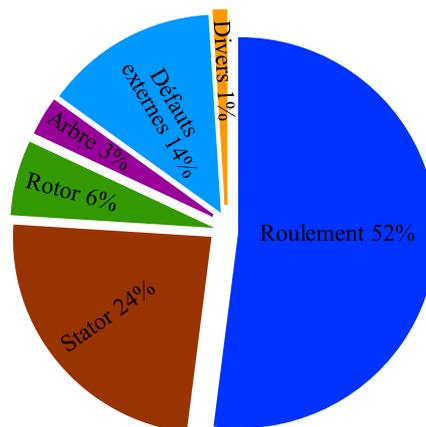
## 2.5 Défauts de la machine asynchrone à double alimentation :

Un défaut dans un composant peut résulter d'une usure normale, d'une mauvaise conception, d'un mauvais montage (désalignement), d'une mauvaise utilisation, ou d'une combinaison de ces différentes causes. Les machines électriques sont des éléments critiques dans les applications électromécaniques et dans les processus industriels. Une panne dans une machine peut causer l'arrêt de l'unité de production ou nécessiter l'utilisation d'un équipement redondant pour contourner le problème. [30]

Les principaux défauts de la MADA peuvent être classés comme suit :

- . Les défauts de roulements,
- . Les défauts du rotor,
- . Les défauts du stator ou de l'armature,
- . Les défauts liés à l'excentricité (statique ou dynamique).

Des études ont permis d'effectuer une répartition des défauts de la MADA :



**Figure 2.15:** Distribution des défauts des machines électriques fonctionnant dans l'industrie pétrochimique

Dans cette section, nous allons rappeler les formules donnant les fréquences des harmoniques apparaissant dans les courants, flux et autres signaux de la machine en cas de défauts. En effet, des études ont montré que chaque défaut fait apparaître des harmoniques à des fréquences spécifiques. Ces fréquences dépendent des caractéristiques de la machine et seront supposées parfaitement connues dans la suite. Il est ainsi possible de détecter la présence de spires en court-circuit, d'excentricité du rotor, la rupture d'anneau de la cage rotorique. . . etc. [31], [32]

### 2.5.1 Les défauts d'ordre électrique

Ces défaillances se séparent en deux catégories bien distinctes. Nous pouvons citer les défauts qui apparaissent au niveau des circuits électriques statorique et ceux qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotorique.

#### Les défauts statoriques

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, sont habituellement liés à une dégradation de l'isolement. A un stade avancé, ces défauts pourront provoquer un court-circuit entre spires qui peut s'aggraver et évoluer vers un court-circuit phase-phase ou phase-terre [33]. Ils contribuent à un déséquilibre des courants des trois phases et par conséquent à une dégradation du couple moteur. Il est donc possible de détecter ces défauts en surveillant les composantes inverses et homopolaires du courant statorique [34]. L'étude des variations de flux peut être une solution pour détecter et localiser un défaut à travers l'utilisation de bobines exploratrices placées à l'extérieur de la machine, perpendiculairement à l'axe du rotor. Le défaut peut être détecté en montant quatre enroulements symétriques dans les quatre quadrants du cercle du moteur. Les composantes fréquentielles à détecter dans le flux axial sont données par

$$f_s = [k \mp n \frac{1-g}{p}] f_a \quad (2.49)$$

Où  $p$  est le nombre de paires de pôle,  $f_a$  est la fréquence d'alimentation électrique  $k = 1, 3$  et  $n = 1, 2, \dots, (2p - 1)$  et  $g$  est le glissement. La technique de détection basée sur le flux axial fonctionne très bien même en présence des harmoniques électriques comme le cas de moteur asynchrone alimenté par onduleur.

#### Les défauts rotoriques

Les défauts du rotor peuvent être considérés comme plus complexes et plus variés que les défauts du stator, les plus rencontrés dans la machine asynchrone à double alimentation sont :

- rupture d'une barre rotorique,
- rupture de l'anneau,
- court-circuit dans les enroulements rotorique.

Pour détecter ce genre de défauts, on étudie les composantes de la bande latérale du courant statorique,  $f_{ro}$  autour du fondamental  $f_a$ . Les fréquences à détecter sont donnés par :

$$f_{ro} = [1 \mp 2g]f_a \quad (2.50)$$

- Le signe (+) indique la conséquence des oscillations en vitesse.

- Le signe (-) indique la présence du défaut rotor (barres cassées).

L'inertie du moteur et de la charge affecte également la grandeur de ces bandes latérales, d'autres composantes spectrales pouvant être observées dans le courant de ligne du stator sont donnés ci-dessous :

$$f_{ro} = \left[ \frac{k}{p}(1 - g) \mp g \right] f_a \quad (2.51)$$

Où :

$f_{ro}$  = fréquences détectables dans le spectre du courant :  $\frac{k}{p} = 1.3.5\dots$

## 2.5.2 Les défauts d'ordre mécanique

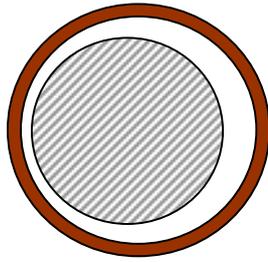
### Les défauts d'excentricité

L'excentricité de la machine est définie comme une asymétrie dans l'entrefer du vide qui existe entre le stator et le rotor. La présence d'un certain niveau d'excentricité est normale dans les machines électriques. Des fabricants et utilisateurs spécifient un niveau admissible maximum de 5%, tandis que dans d'autres cas, un niveau maximum de 10% de la largeur d'entrefer est permis par d'autre utilisateur [35].

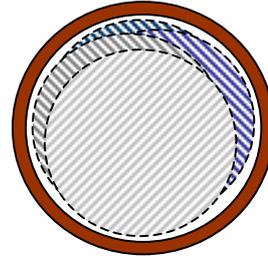
L'excentricité se répartie en deux catégories. Excentricité statique et excentricité dynamique.

- L'excentricité statique se distingue par le fait que le centre du rotor n'est pas égal à celui du stator. Elle résulte soit d'une imperfection dans l'alésage du stator, soit d'un mauvais positionnement du rotor et/ou du stator à l'assemblage. Supposant que l'arbre du rotor est suffisamment raide, le niveau de l'excentricité statique ne change pas.

- L'excentricité dynamique fait que le centre du rotor tourne autour du centre du stator. Elle peut être provoquée par plusieurs facteurs, tels que des tolérances de fabrication, usure des roulements, désalignement, résonance mécanique à la vitesse critique, ou aussi à des pièces endommagés à la fabrication.



Excentricité statique



Excentricité dynamique

(plusieurs positions du rotor au cours de la rotation)

**Figure 2.16:** Les défauts d'excentricité.

Les fréquences des harmoniques sont calculées à partir du nombre de barres du rotor et du glissement [36], [37], [38], définit les composantes fréquentielles à surveiller dans le spectre du courant statorique pour la détection d'excentricité statique ou dynamique en rappelant que toute excentricité dans l'entrefer perturbe la densité du flux électromagnétique. Les fréquences d'intérêt sont données par :

$$f_{ex} = [(kR \mp n_d) \frac{(1-g)}{p} \mp v] f_a \quad (2.52)$$

Où

$k$  : un nombre entier

$g$  : glissement

$R$  : le nombre de fentes dans le rotor

$f_a$  : fréquence du signal d'alimentation

$p$  : nombre de paires de pôles

$v$  : l'ordre des harmoniques du signal d'alimentation du stator ( $v = \pm 1, 2, 3...etc$ )

$n_d$  : l'ordre d'excentricité ( $n_d=0$  dans le cas d'excentricité statique, et  $n_d = 1, 2, 3...$  en cas d'excentricité dynamique)

Néanmoins, En cas d'excentricité mixte, d'autres composantes de basses fréquences peuvent être détectées autour du fondamental pour toutes les machines :

$$f_{ex} = | f_{ar} | \quad (2.53)$$

### Les défauts de roulement

Le roulement est un organe de base qui assure une liaison mobile entre deux éléments d'un mécanisme en rotation l'un par rapport à l'autre. Sa fonction est de permettre la rotation relative de ces éléments, sous charge, avec précision et avec un frottement minimal.

La majorité des machines électriques utilisent les roulements à billes ou à rouleaux. Environ 40% à 50% des défauts rencontrés dans les machines asynchrones sont liés aux roulements. Le roulement est composé des éléments suivants :

- . deux bagues concentriques en acier, appelés bague intérieure et bague extérieure, comportant des chemins de roulement (surfaces sur lesquelles « roulent » les corps roulants) ;
- . des corps roulants, billes ou rouleaux généralement en acier, permettant le mouvement des deux bagues avec un frottement minimal ;
- . une cage séparant et guidant les corps roulants (en polyamide, tôle acier, laiton ou résine).

La figure (2.18) montre la construction typique d'un roulement à billes. Les billes sont liées par une cage qui assure une distance uniforme entre elles et empêche tout contact. Les défauts de roulement peuvent se produire lors d'une fatigue des matériaux sous des conditions normales de fonctionnement. Au début, des fissures vont apparaître sur les pistes et sur les billes. Ensuite, des écaillages et des arrachements de matière peuvent accélérer rapidement l'usure d'un roulement. Ces phénomènes seront accompagnés par des niveaux de bruit et de vibrations croissants. [39], [40]

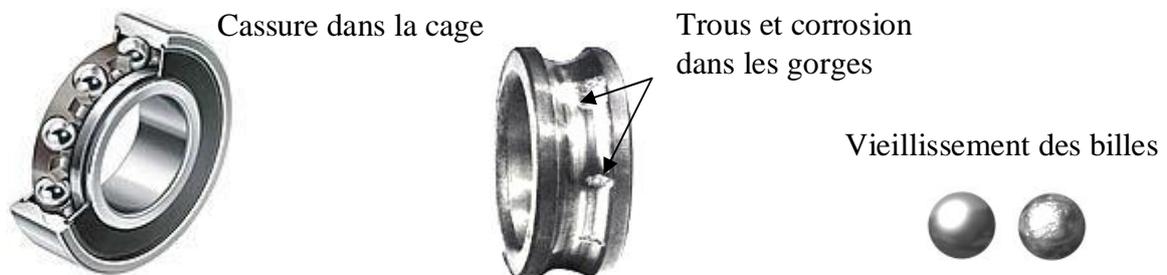
Nous utilisons les notations suivantes :

$D_c$  : diamètre de la cage (entre les centres de deux billes opposées),

$D_b$  : diamètre d'une bille,

$\beta$  : angle de contact de la bille avec les bagues,

$N_b$  : nombre de billes.

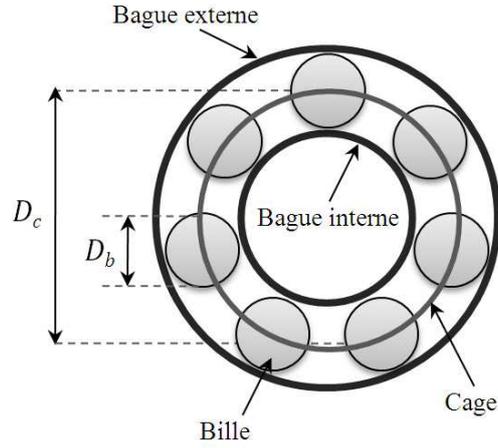


**Figure 2.17:** Différentes défaillances des roulements à billes

En analyse vibratoire, il est possible d'observer certaines bandes de fréquences et d'identifier le type de défaut. Les expressions de ces fréquences caractéristiques peuvent être résumés comme suit :

Défaut de bague externe :

$$f_{ex} = \frac{N_b}{2} f_r \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos(\beta)\right) \quad (2.54)$$



**Figure 2.18:** Structure d'un roulement à billes.

Défaut de bague interne :

$$f_{in} = \frac{N_b}{2} f_r \left(1 + \frac{D_b}{D_c} \cos(\beta)\right) \quad (2.55)$$

Défaut de bille :

$$f_{bi} = \frac{D_c}{2D_b} f_r \left(1 + \frac{D_b^2}{D_c^2} \cos^2(\beta)\right) \quad (2.56)$$

Défaut de cage :

$$f_{ca} = \frac{1}{2} f_r \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos(\beta)\right) \quad (2.57)$$

Avec  $f_r$  la fréquence de rotation du rotor.

Un premier travail sur l'incidence des défauts localisés de roulement sur le courant statorique a été publié dans [41], les défauts de roulement entraînent une excentricité qui varie avec la position du rotor et qui se manifeste par des fréquences supplémentaires dans le spectre du courant statorique. Ces fréquences sont données par :

$$f_{elec} = |f_a \mp k f_c| \quad (2.58)$$

Avec

$$k = 1, 2, 3, \dots,$$

$f_a$  est la fréquence d'alimentation électrique et  $f_c = f_{ex}, f_{in}, f_{bi}$  ou  $f_{ca}$  selon le type de défaut.

## 2.6 Étude de l'effet des incertitudes paramétriques

## 2.6.1 Modélisation des perturbations paramétriques

Un terme  $\Delta(x, \Delta a_i)$  inconnu mais tout le temps borné s'ajoute dans le modèle (2.34) qui prend alors la forme :

$$\dot{x} = f(x) + Bu + dC_g + \Delta(x, \Delta a_i) \quad (2.59)$$

Une façon de simuler l'effet des variations paramétriques sur le comportement de la machine est de provoquer à un instant donné, un changement aléatoire dans les coefficients du système (2.34).

Exprimons d'abord les variations paramétriques :

$$\begin{aligned} R_s &\rightarrow R_s^0 + \delta R_s : R_r \rightarrow R_r^0 + \delta R_r \\ L_s &\rightarrow L_s^0 + \delta L_s : L_r \rightarrow L_r^0 + \delta L_r \\ f &\rightarrow f^0 + \delta f : J \rightarrow j^0 + \delta J \end{aligned} \quad (2.60)$$

Ce qui engendre les variations suivantes dans les coefficients du modèle (2.34) :

$$\begin{cases} a_i \rightarrow a_i + \Delta a_i \\ b_i \rightarrow b_i + \Delta b_i \\ d_i \rightarrow d_i + \Delta d_i \end{cases} \quad (2.61)$$

L'expression des variations paramétriques est obtenue par la formule de la différentielle totale exacte d'une fonction à plusieurs variables. Soit  $f$  une application de  $R^n \rightarrow R$ , la différentielle totale exacte de  $f(x, y, \dots, z)$  image de  $(x, y, \dots, z)$  est donnée par :

$$df = \frac{\partial f}{\partial x} dx + \frac{\partial f}{\partial y} dy + \dots + \frac{\partial f}{\partial z} dz \quad (2.62)$$

On peut écrire aussi :

$$\Delta f = \frac{\partial f}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial f}{\partial y} \Delta y + \dots + \frac{\partial f}{\partial z} \Delta z \quad (2.63)$$

Ainsi nous obtenons les variations des paramètres par application de la formule (2.63) aux coefficients  $a_i, b_i, d_i$  :

$$\Delta a_1 = \Delta a_6 = \frac{1}{L_r^0 L_s^0 - M^2} \left[ (L_r^0 \Delta R_s + L_s^0 \Delta R_r) - \frac{1}{L_r^0 L_s^0 - M^2} (\delta_1 \Delta L_s + \delta_2 \Delta L_r) \right]$$

$$\Delta a_2 = \Delta a_7 = \Delta a_{12} = \Delta a_{13} = \Delta a_{15} = \Delta a_{16} = 0$$

$$\Delta a_3 = \Delta a_8 = \frac{1}{L_r^0 L_s^0 - M^2} [(L_r^0 L_s^0 - M^2) \Delta R_r - L_s^0 \Delta L_r - L_r^0 \Delta L_s]$$

$$\Delta a_4 = \Delta a_5 = -\Delta a_9 = \Delta a_{10} = \left( -L_r^0 \Delta L_s + \frac{M^2}{L_r^0} \Delta L_r \right)$$

$$\Delta a_{11} = \Delta a_{14} = -\Delta R_s$$

$$\Delta a_{17} = -\Delta a_{18} = -\frac{p^2}{J^{02}}$$

$$\Delta a_{19} = \frac{f^0}{J^0} \left( \frac{\Delta J}{J^0} - \frac{\Delta f}{f^0} \right)$$

$$\Delta d_1 = \frac{p}{J^{02}} \Delta J$$

$$\Delta b_1 = \Delta b_2 = \frac{M}{L_r^0 L_s^0 - M^2} (L_s^0 \Delta L_r + L_r^0 \Delta L_s)$$

Tel que :

$$\delta_1 = R_r^0 (L_r^0 L_s^0 - M^2) - R_s^0 L_r^0 (L_s^0 + L_r^0)$$

$$\delta_2 = R_r^0 (L_r^0 L_s^0 - M^2) - R_s^0 L_s^0 (L_s^0 + L_r^0)$$

## 2.6.2 Modèle de la MADA en présence de variations paramétriques :

après modélisation de défauts en obtient le modèle de la MADA en présence de variations paramétriques suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 + \Delta_1(x, \Delta a_i) \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 + \Delta_2(x, \Delta a_i) \\ \dot{x}_3 = f_3(x) + \Delta_3(x, \Delta a_i) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) + \Delta_4(x, \Delta a_i) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1 C_g + \Delta_5(x, \Delta a_i) \end{cases} \quad (2.64)$$

Tel que :

$$\Delta(x, \Delta a_i) = \begin{bmatrix} \Delta_1(x, \Delta a_i) \\ \Delta_2(x, \Delta a_i) \\ \Delta_3(x, \Delta a_i) \\ \Delta_4(x, \Delta a_i) \\ \Delta_5(x, \Delta a_i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta a_1 x_1 + \Delta a_2 (w_s - x_5) x_2 + \Delta a_3 x_3 + \Delta a_4 x_4 x_5 + \Delta a_5 v_{ds} + \Delta b_1 U_1 \\ \Delta a_6 x_2 + \Delta a_7 (w_s - x_5) x_1 + \Delta a_8 x_4 + \Delta a_9 x_3 x_5 + \Delta a_{10} v_{qs} + \Delta b_2 U_2 \\ \Delta a_{11} x_1 + \Delta a_{12} w_s x_4 + \Delta a_{13} v_{ds} \\ \Delta a_{14} x_2 + \Delta a_{15} w_s x_3 + \Delta a_{16} v_{qs} \\ \Delta a_{17} x_2 x_3 + \Delta a_{18} x_4 x_1 + \Delta a_{19} x_5 + \Delta d_1 C_g \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

## 2.7 Etude de l'effet des défauts :

### 2.7.1 Modèle de la MADA en présence de défauts :

Dans cette section nous mettons en évidence le changement du modèle de la MADA en présence de défauts. Un terme  $V$  représentant une perturbation inconnue mais tout le temps borné résultant de la présence d'un ou plusieurs défauts dans la machine, s'ajoute dans le modèle (2.34) qui s'écrit alors en absence de perturbations paramétriques sous la forme :

$$\dot{x} = f(x) + Bu + dC_g + \sigma V \quad (2.66)$$

En absence de défauts,  $V$  est identiquement nul et on a :

$$\sigma = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_4 \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

### 2.7.2 Modélisation des harmoniques causés par les défauts :

Dans cette section, on va brièvement voir les changements du modèle de la MADA en présence de défauts. Comme il a été précisé plus haut, en présence de défauts, les courants dans le repère  $(d, q)$  sont augmentés d'une sinusoïde de pulsation  $2\pi f_i$  ( $f_i$  étant la fréquence caractéristique du défaut) et une amplitude et phase  $A_i$  et  $\varphi_i$  respectivement [42], [43], [44], [45] :

$$\begin{aligned} I_d &\rightarrow I_d + \sum A_i \sin(2\pi f_i t + \varphi_i) \\ I_q &\rightarrow I_q + \sum A_j \sin(2\pi f_j t + \varphi_j) \\ i, j &= 1, \dots, n_f \end{aligned} \quad (2.68)$$

$n_f$  : étant le nombre des harmoniques générées par tous les défauts.

Notons aussi que nous avons gardé les mêmes notations pour l'amplitude et la phase car celles-ci restent inconnues. Par contre, la pulsation n'est pas égale à  $2\pi f_i$  à cause de la transformation de Park mais elle est donnée par [42], [44] :

$$\omega_i = 2\pi(f_i + f_a) \quad (2.69)$$

Avec :

$f_a$  : fréquence d'alimentation.

Une façon d'introduire ces harmoniques dans le système d'état (2.34) est d'utiliser un système différentiel linéaire stable représenté sous forme d'équations d'état :

$$\dot{z} = S.z \quad (2.70)$$

Le système (2.70) n'est autre qu'une représentation d'état de toutes les harmoniques affectant les courants statorique. La matrice dynamique S étant la seule caractéristique connue du système, elle est constituée des pulsations  $\omega_i$ .

$$\begin{aligned} S &= \text{diag}(S_i) \\ S_i &= \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \\ i &= 1, \dots, n_f \end{aligned} \quad (2.71)$$

on a :

$$\begin{aligned} \dim(S) &= 2n_f \times 2n_f \\ \dim(z) &= 2n_f \times 1 \end{aligned} \quad (2.72)$$

On réécrit le système (2.70) sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \vdots \\ \dot{z}_{2n_f} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & S_2 & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & S_{n_f} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_n \end{pmatrix} \quad (2.73)$$

Donc le système (2.70) se décompose en  $n_f$  sous systèmes  $\bar{z}_i$  :

$$z^T = [\bar{z}_1 \dots \bar{z}_{n_f}] \quad (2.74)$$

les amplitudes  $A_i$  et les phases  $\varphi_i$  ne sont pas connues et reflètent l'aspect aléatoire des défauts ainsi que leurs sévérités.

Tel que :

$$\dot{\bar{z}}_i = S_i \cdot \bar{z}_i \quad (2.75)$$

Où :

$$\bar{z}_i = [z_{2i-1} z_{2i}] \quad (2.76)$$

Tel que :  $i = 1, \dots, n_f$  Si on développe (2.75), prenant en considération (2.76) et (2.71), on trouve :

$$\dot{z}_{2i} = -\omega z_{2i-1} \quad (2.77)$$

Et sa dérivée

$$\ddot{z}_{2i-1} = -\omega^2 \cdot z_{2i-1} \quad (2.78)$$

donc

$$\ddot{z}_{2i-1} + \omega^2 \cdot z_{2i-1} = 0 \quad (2.79)$$

La solution de cette dernière équation est donnée par :

$$z_{2i-1} = A_i \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \quad (2.80)$$

En considérant l'équation (2.68), on peut écrire en vertu de (2.80), la nouvelle forme des courants  $i_d$  et  $i_q$  :

$$\begin{aligned} I_d &\rightarrow I_d + z_{2i-1} \\ I_q &\rightarrow I_q + z_{2i} \\ i &= 1, \dots, n_f \end{aligned} \quad (2.81)$$

on peut écrire :

$$\begin{aligned} I_d &\rightarrow I_d + \sum z_{2i-1} \\ I_q &\rightarrow I_q + \sum z_{2i} \end{aligned} \quad (2.82)$$

Cette équation, peut être réécrite sous une forme matricielle plus compacte :

$$\begin{aligned} I_d &\rightarrow I_d + Q_d Z \\ I_q &\rightarrow I_q + Q_q Z \end{aligned} \quad (2.83)$$

Avec l'expression des matrices  $Q_d$  et  $Q_q$  sont telle que  $\dim(Q_d) = \dim(Q_q) = 1 \times 2n_f$  :

$$\begin{aligned} Q_d &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \\ Q_q &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.84)$$

En utilisant (2.83) on trouve que les courants  $i_d$  et  $i_q$  prennent la forme :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &\rightarrow \frac{di_d}{dt} + Q_d \cdot S \cdot Z \\ \frac{di_q}{dt} &\rightarrow \frac{di_q}{dt} + Q_q \cdot S \cdot Z \end{aligned} \quad (2.85)$$

### 2.7.3 Effet des défauts sur le modèle

: Pour obtenir le modèle de la MADA en présence de défauts, il suffit maintenant d'injecter les équations (2.83) et (2.85) dans (2.34). Le résultat est un système de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 + V_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 + V_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) + V_3 \\ \dot{x}_4 = f_4(x) + V_4 \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1 C_g + V_5 \end{cases} \quad (2.86)$$

avec :

$$V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} -a_1 \cdot Q_d \cdot z + Q_d \cdot S \cdot z - a_2(\omega_s - x_5) \cdot Q_q \cdot z \\ -a_6 \cdot Q_d \cdot z + Q_q \cdot S \cdot z - a_7(\omega_s - x_5) \cdot Q_q \cdot z \\ -a_{11} \cdot Q_d \cdot z \\ -a_{14} \cdot Q_q \cdot z \\ -a_{17} \cdot Q_q \cdot x_3 \cdot z - a_{18} \cdot Q_d \cdot x_4 \cdot z \end{bmatrix} = -\Gamma z \quad (2.87)$$

avec :

$$\Gamma = \begin{bmatrix} -a_1 \cdot Q_d + Q_d \cdot S - a_2(\omega_s - x_5) \cdot Q_q \\ -a_6 \cdot Q_d + Q_q \cdot S - a_7(\omega_s - x_5) \cdot Q_q \\ -a_{11} \cdot Q_d \\ -a_{14} \cdot Q_q \\ -a_{17} \cdot Q_q \cdot x_3 - a_{18} \cdot Q_d \cdot x_4 \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

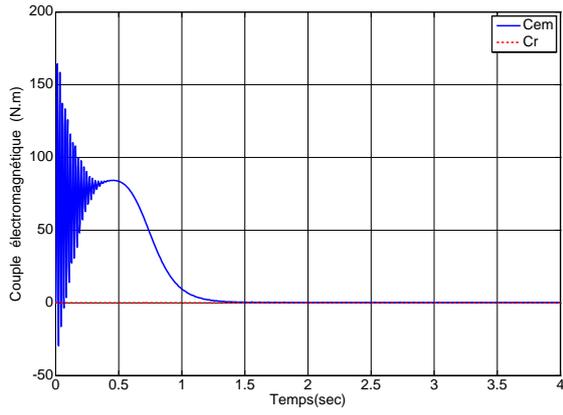
## 2.8 Simulation et interprétation

### 2.8.1 Analyse des performances en régime équilibré :

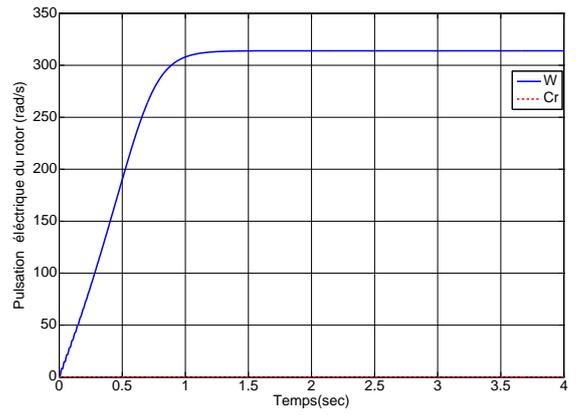
L'ensemble du système éolien et sa commande ont été simulés en utilisant **MATLAB Simulink**, en considérant une MADA de 4.5KW dont les paramètres sont donnés en annexe C. Nous présenterons dans cette section les résultats du système éolien en BO.

#### 1.Comportement de la machine sans aucune charge et sans aucune Perturbation :

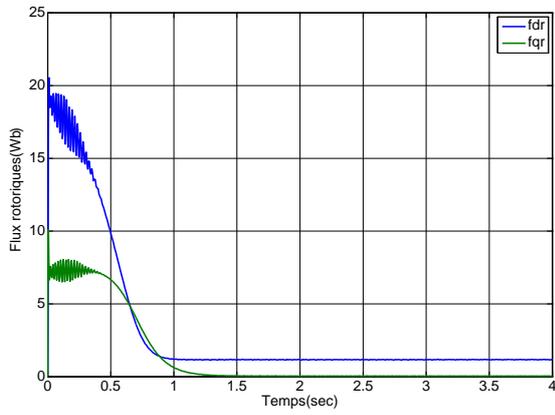
**Démarrage à vide, Cr = 0 N.m :** Nous remarquons que toutes les grandeurs de la machine ont un régime transitoire oscillant. Pulsation électrique du rotor  $W$  atteint une valeur à vide proche de  $314rad/s$  au bout d'un temps égal à 1 s. Ce démarrage rapide a permis d'avoir un établissement rapide du couple électromagnétique au régime transitoire. Les courants rotoriques  $i_{dr}$ ,  $i_{qr}$  se stabilisent à des valeurs proches de zéro au bout d'un temps égal à 1 s, tandis que Les courants statoriques  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$  ils se stabilisent aux valeurs respectivement de  $0A$ ,  $-10A$  . quant aux flux statoriques  $(\varphi_{ds}, \varphi_{qs})$ , ils prennent tous des régimes transitoires oscillatoires puis se stabilisent aux valeurs respectivement de  $-1.8625Wb$ ,  $-0.03Wb$  .



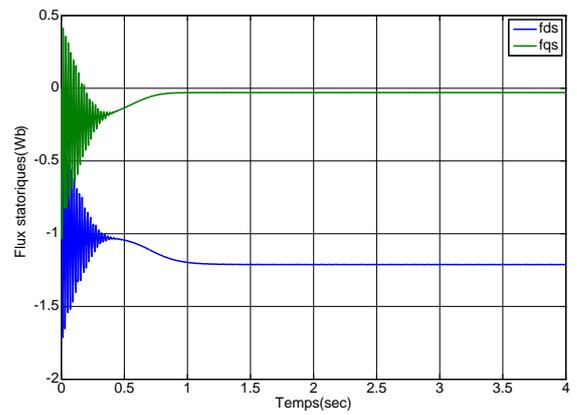
**Figure 2.19:** couple électromagnétique et couple de charge



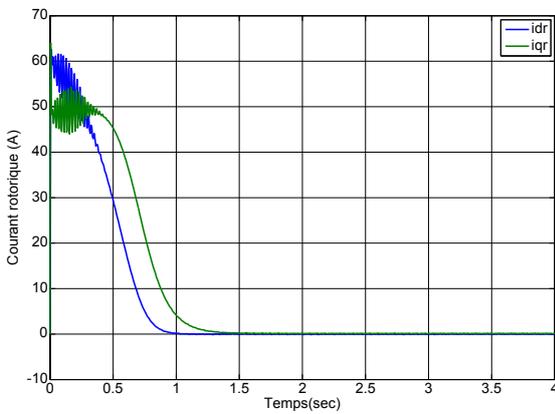
**Figure 2.20:** Pulsation électrique du rotor et couple de charge



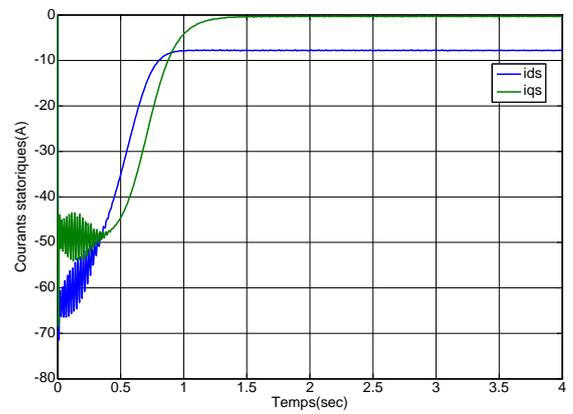
**Figure 2.21:** Flux rotoriques



**Figure 2.22:** Flux statoriques



**Figure 2.23:** Courants rotoriques



**Figure 2.24:** Courants statorique

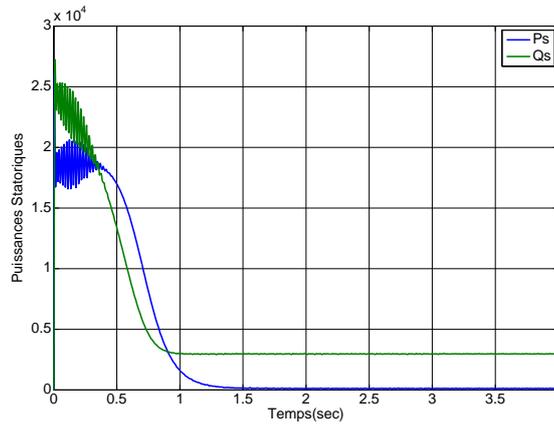


Figure 2.25: Puissance statoriques

## 2.8.2 Analyse des performances en régime déséquilibré

### 1. Influence des variations de la charge :

**Démarrage à vide avec application d'un couple résistant,  $C_r = 23 \text{ N.m}$  :**

En introduisant un couple résistant, le couple électromagnétique augmente pour établir l'équilibre dynamique, cela entraîne une légère diminution de vitesse, et une augmentation du courant  $i_{qr}$ . De même pour les flux statoriques  $\varphi_{ds}$ ,  $\varphi_{qs}$  augmentent à l'instant de l'application du couple, d'où l'apparition du couplage naturel existant entre le flux et le couple.

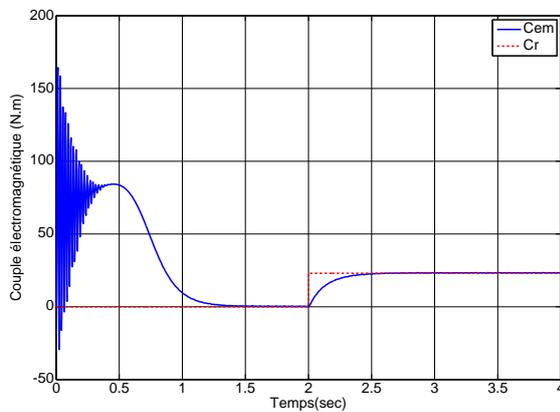


Figure 2.26: couple électromagnétique et couple de charge

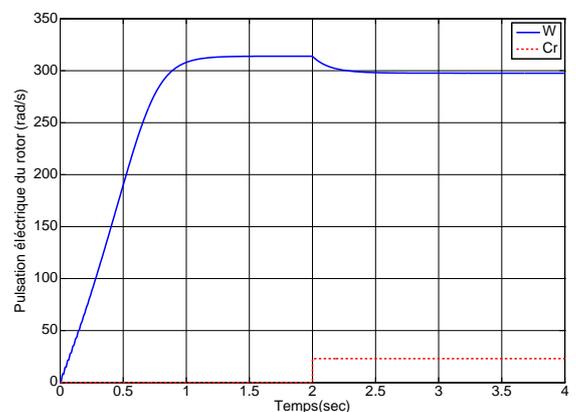


Figure 2.27: Pulsation électrique du rotor et couple de charge

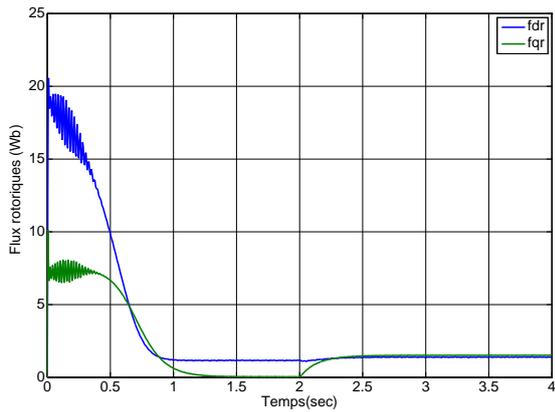


Figure 2.28: Flux rotoriques

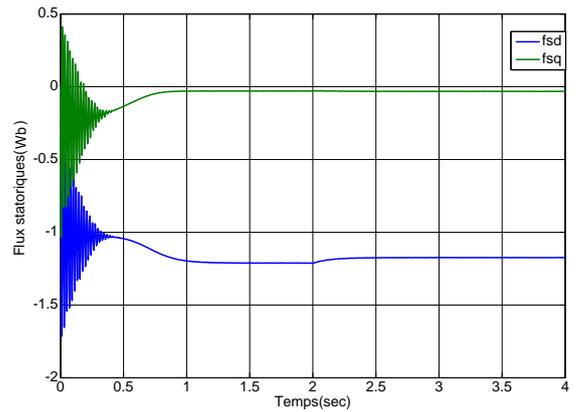


Figure 2.29: Flux statoriques

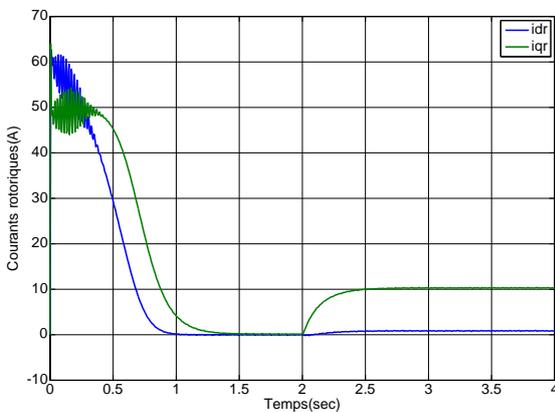


Figure 2.30: Courants rotoriques

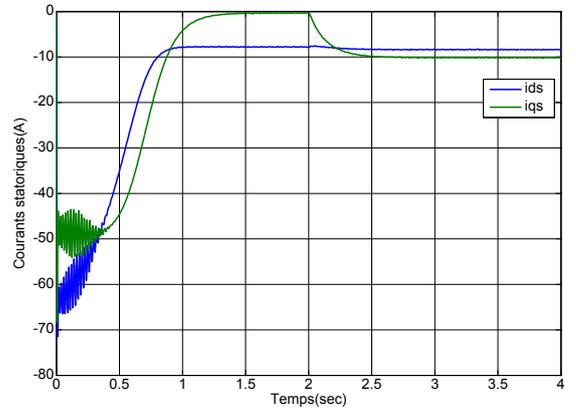


Figure 2.31: Courants statoriques

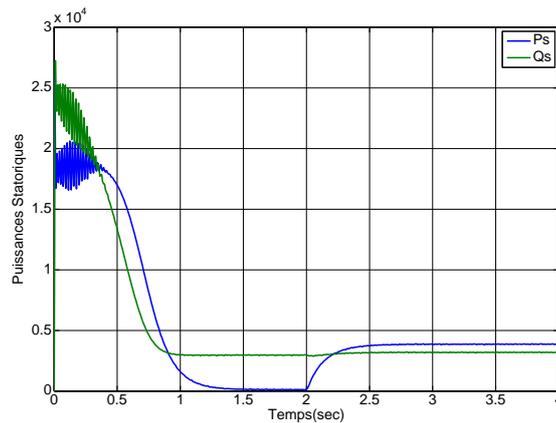
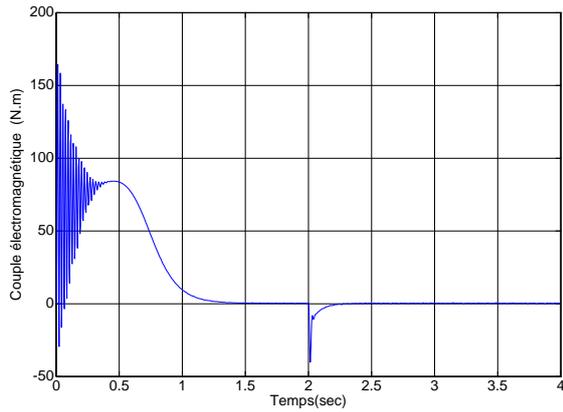


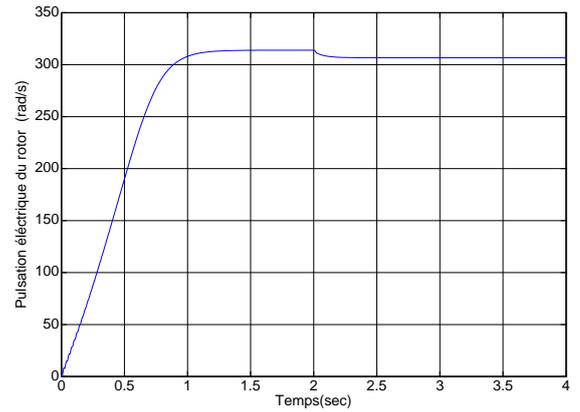
Figure 2.32: Puissance statoriques

## 2. Influence des variations paramétriques :

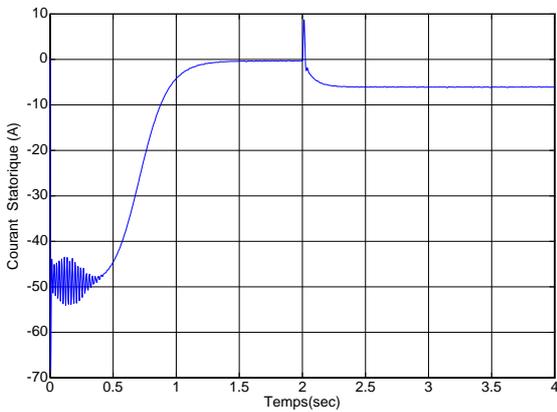
A  $t = 2s$  nous introduisons une variation de 50% dans les paramètres résistifs ( $R_s, R_r$ ) et mécaniques ( $J$  et  $f$ )



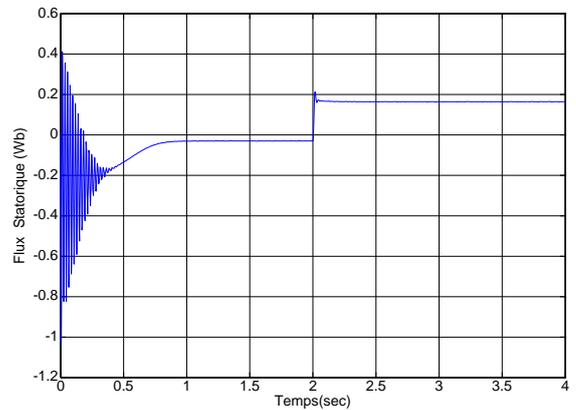
**Figure 2.33:** couple électromagnétique et couple de charge



**Figure 2.34:** Pulsation électrique du rotor et couple de charge



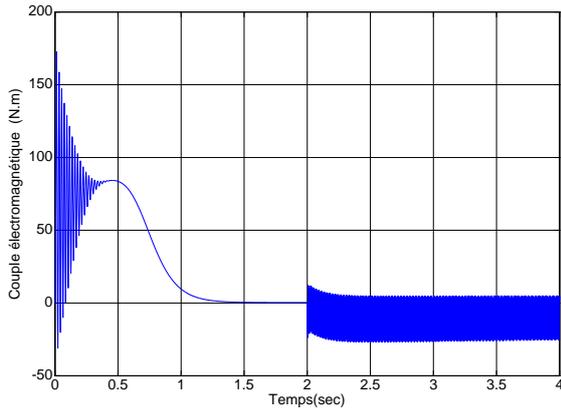
**Figure 2.35:** Courants statoriques



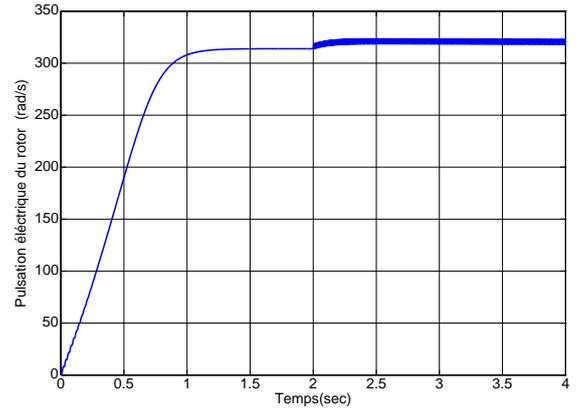
**Figure 2.36:** Flux statoriques

### 3. Influence des défauts :

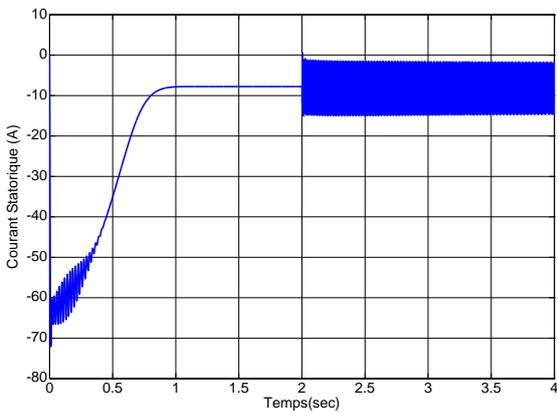
**Comportement de la machine en présence d'un défaut au stator :** A  $t = 2s$  nous introduisons un défaut au niveau du stator générant une harmonique de fréquence  $15Hz$ , d'amplitude 8 et de phase nulle



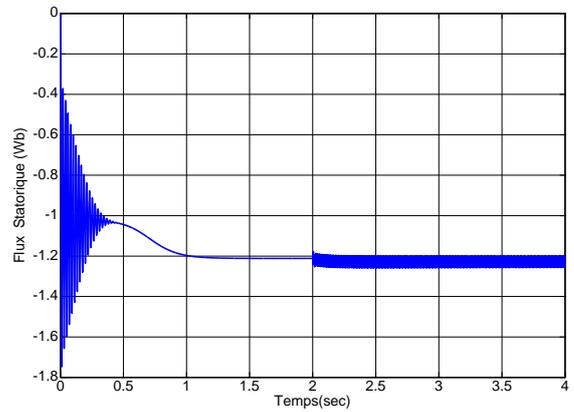
**Figure 2.37:** couple électromagnétique et couple de charge



**Figure 2.38:** Pulsation électrique du rotor et couple de charge

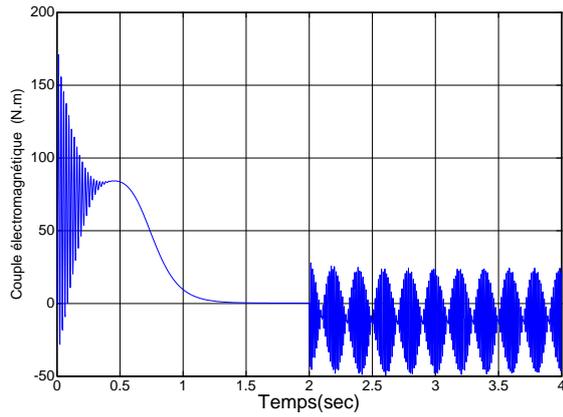


**Figure 2.39:** Courants statoriques

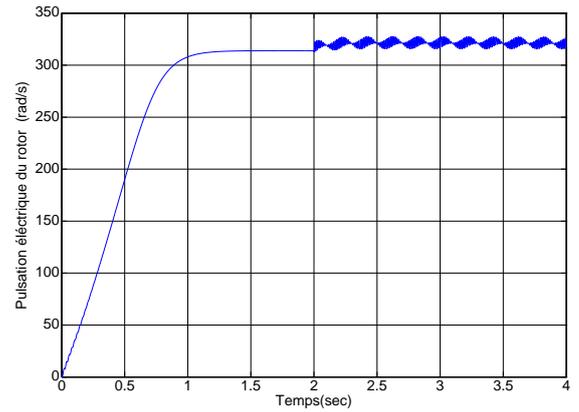


**Figure 2.40:** Flux statoriques

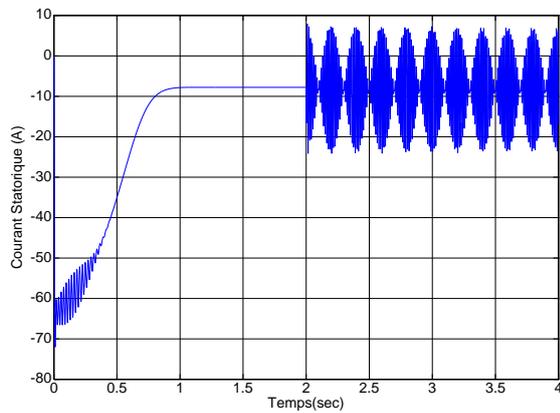
**Comportement de la machine en présence d'un défaut au rotor :** A  $t = 2s$  nous introduisons un défaut au niveau du rotor générant deux harmoniques de fréquence  $15Hz$  et  $30Hz$ , d'amplitudes 8 et 10 respectivement et de phases nulles.



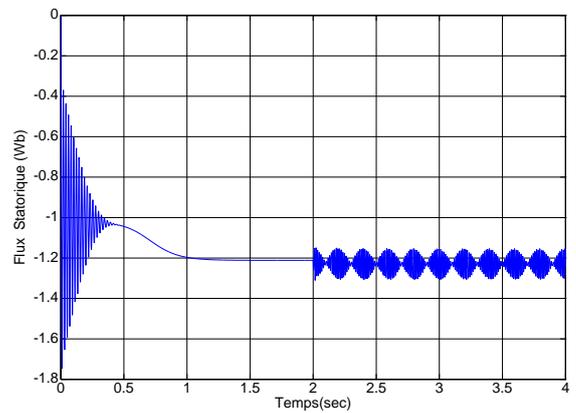
**Figure 2.41:** couple électromagnétique et couple de charge



**Figure 2.42:** Pulsation électrique du rotor et couple de charge



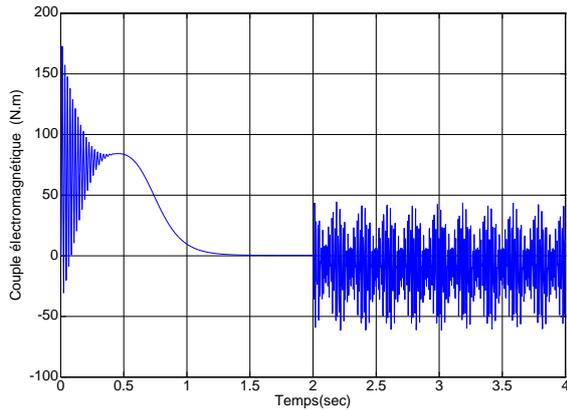
**Figure 2.43:** Courants statorique



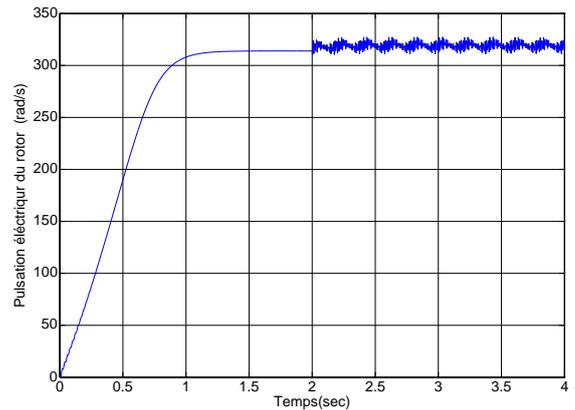
**Figure 2.44:** Flux statoriques

### Comportement de la machine en présence de deux défauts (stator et rotor)

A  $t = 2s$  on introduit deux défauts , un au niveau du stator et un au niveau du rotor générant trois harmoniques de fréquence  $15Hz$  ,  $30Hz$  et  $60Hz$  et d'amplitude 5 , 8 et 10 respectivement et de phases nulles.



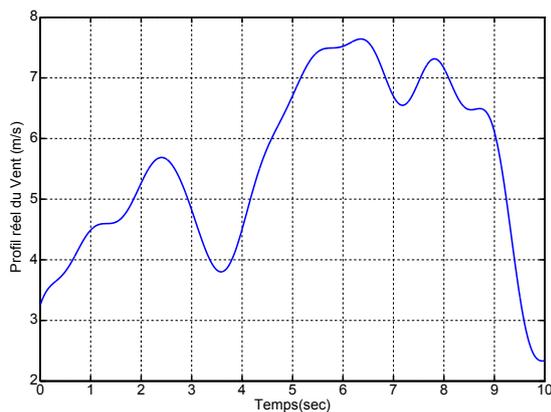
**Figure 2.45:** couple électromagnétique et couple de charge



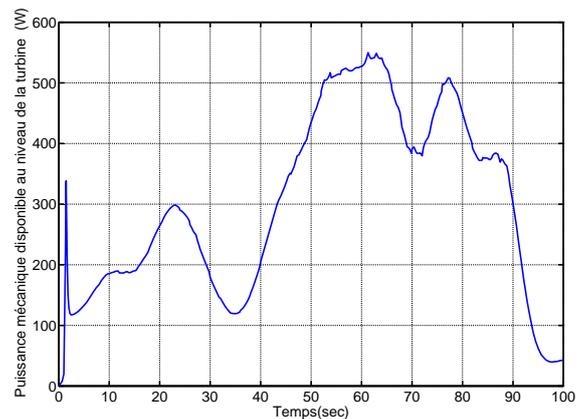
**Figure 2.46:** Pulsation électrique du rotor et couple de charge

### 2.8.3 Résultats de simulation du modèle de la turbine

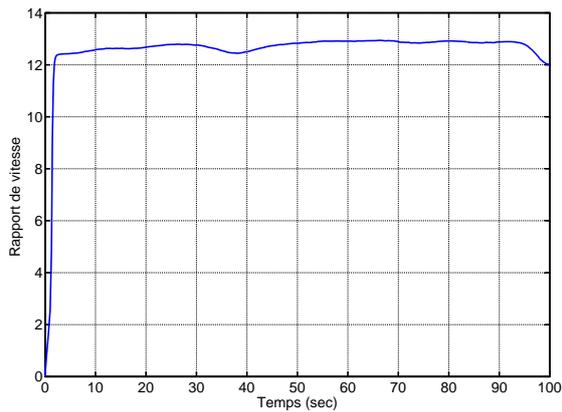
Un essai de simulation a été effectué en utilisant le profil du vent montré sur la figure (2.47) . la vitesse mécanique de l'arbre est illustrée sur la figure (2.48). Les figures (2.49) et (2.50) présentent respectivement la variation du rapport de vitesse  $\lambda$  et le coefficient de puissance  $C_p$  en fonction du temps. On vérifie, que les valeurs de coefficient de puissance n'atteignent pas la valeur théorique maximale donnée par Betz (0,59).



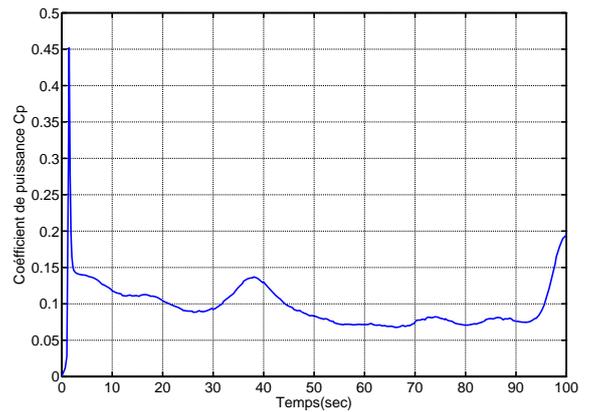
**Figure 2.47:** Profil réel du vent



**Figure 2.48:** Puissance mécanique (W)



**Figure 2.49:** Rapport de vitesse  $\lambda$



**Figure 2.50:** Coefficient de puissance  $C_p$

## 2.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à la modélisation du système éolien à base de la MADA. En premier lieu, les modèles analytiques des différents constituants du système éolien ont été établis. Une représentation des schémas blocs pour chacun des constituants avant de procéder à la synthèse d'un système de commande.

Ensuite, on a présenté le modèle sain de la machine en question, puis les outils de modélisation des variations paramétriques et des défauts nous ont permis d'établir un modèle simulant les variations paramétriques et aussi celui des défauts (exo-système) et afin de voir leurs effets sur le système étudié des résultats de simulation ont été présentés.

# Stratégie De Commande Du système Éolien Étudié

---

### 3.1 Introduction

Aujourd'hui, les systèmes de génération d'énergie éolienne de grande puissance utilisent presque exclusivement les Machine Asynchrones à Double Alimentation (MADA). Celles-ci présentent des avantages déterminant pour la production électrique dans le marché des turbines éoliennes de grande puissance.

Plusieurs algorithmes de commande du système éolien ont été proposés à travers la littérature que ce soit pour un système éolien alimentant une charge isolée, ou connecté au réseau. Dans notre étude, nous allons nous intéresser à la commande de ce dernier en visant le contrôle des puissances active et réactive injectées au réseau. Deux alternatives seront présentées ; la première est basée sur la stratégie MPPT avec asservissement de vitesse tandis que la seconde repose sur le découplage de la commande des puissances active et réactive. Le contrôle vectoriel, basé sur l'orientation du flux statorique [9] permet en effet de contrôler de manière indépendante la puissance active et réactive.

### 3.2 Organisation de la commande du système éolien :

La chaînes de contrôle comporte un convertisseur CCM (Onduleur à deux niveaux) qui impose des tensions rotoriques de la MADA à travers la commande de ce dernier, afin de réguler les courants statorique et permettre ainsi de transmettre les puissances active  $P_s$  et réactive  $Q_s$  optimal au réseau électrique. venant de l'application de la technique MPPT avec asservissement de vitesse , qui vont être détaillées dans les prochaines sections.

### 3.3 Modèle de la MADA dédié à la commande :

Il existe plusieurs stratégies pour la commande de la MADA, mais la commande vectorielle par orientation de flux reste la plus attractive, pour réaliser de meilleurs performances dans les applications à vitesse variable.

### 3.3.1 Principe d'orientation du flux

La méthode du flux orienté est basée sur le choix du repère de référence. Par le choix du repère lié au champ tournant, il découle que le flux à orienter (statorique, rotorique ou d'entrefer) doit coïncider avec l'axe d. Afin d'obtenir un couple maximal, nous devons imposer l'une des conditions suivantes :

Orientation du flux rotorique :

$$\begin{cases} \varphi_{qr} = 0 \\ \varphi_{dr} = \varphi_r \end{cases}$$

Orientation du flux statorique :

$$\begin{cases} \varphi_{qs} = 0 \\ \varphi_{ds} = \varphi_s \end{cases}$$

Dans notre étude, nous allons utiliser la commande découplée en puissance active et réactive de la génératrice asynchrone à double alimentation avec orientation du flux statorique suivant le repère (d,q). Les relations entre les flux et les courants sont données par les équations suivantes :

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

En orientant le flux statorique  $\varphi_s$  afin qu'il soit aligné sur l'axe d du repère (d,q), nous aurons :

$$\begin{cases} \varphi_{qs} = 0 \\ \varphi_{ds} = \varphi_s \end{cases}$$

Les équations des tensions statoriques et rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (3.2)$$

En intégrant les équations des composants directs et quadratures des courants statoriques

dans les équations des composants directs et quadratures des tensions statoriques, on aura :

$$\begin{cases} v_{ds} = \frac{R_s}{L_s}\varphi_{ds} - \frac{R_s}{L_s}Mi_{dr} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds} \\ v_{qs} = -\frac{R_s}{L_s}Mi_{qr} + \omega_s\varphi_{ds} \end{cases} \quad (3.3)$$

De plus, si on néglige la résistance du bobinage statorique  $R_s$ , ce qui est une hypothèse assez réaliste pour les machines de forte puissance utilisées pour la production éolienne, les équations des tensions statoriques en régime permanent se réduisent à :

$$\begin{cases} v_{ds} = 0 \\ v_{qs} = \omega_s\varphi_{ds} = V_s \end{cases} \quad (3.4)$$

Les expressions de la puissance active et réactive trouvées précédemment sont :

$$\begin{cases} P_s = v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs} \\ Q_s = v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs} \end{cases} \quad (3.5)$$

il en résulte alors

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{qs} \\ Q_s = V_s I_{ds} \end{cases} \quad (3.6)$$

L'équation du couple électromagnétique trouvées précédemment est :

$$C_{em} = p(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds}) \quad (3.7)$$

Sachant que  $\varphi_{qs} = 0$  et  $v_{qs} = \omega_s\varphi_{ds} = V_s$ , il en résulte :

$$C_{em} = p\frac{V_s}{\omega_s}i_{qs} \quad (3.8)$$

### 3.3.2 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{T_r\sigma}x_1 + (\omega_s - x_5)x_2 + \frac{1}{T_r\sigma}\frac{v_{qs}}{\omega_s} + b_1v_{dr} \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{T_r\sigma}x_2 - (\omega_s - x_5)x_1 + \frac{1}{\sigma}\frac{v_{qs}}{\omega_s} + b_2v_{qr} \\ \dot{x}_5 = \frac{P^2}{J}\frac{v_{sq}}{\omega_s}x_2 - \frac{f}{J}x_5 + d_1C_g \end{cases} \quad (3.9)$$

on peut récrire le système ci-dessous sous la forme suivante :

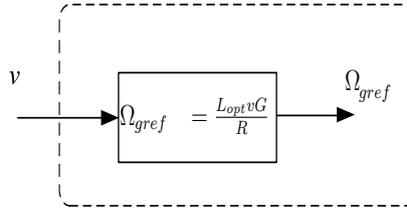
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f'_1 + b_1v_{dr} \\ \dot{x}_2 = f'_2 + b_2v_{qr} \\ \dot{x}_5 = f'_3 + d_1C_g \end{cases} \quad (3.10)$$

avec

$$\begin{cases} P_s = v_{qs}x_2 \\ Q_s = v_{qs}x_1 \end{cases} \quad (3.11)$$

### 3.4 Maximisation de la puissance extraite de la turbine :

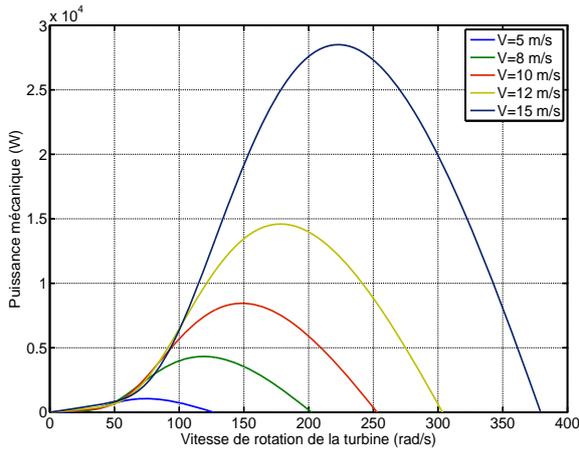
Le système de contrôle le plus répandu des éoliennes traditionnelles directement connectées au réseau électrique de distribution, est basé principalement sur la technique d'extraction du maximum de puissance (MPPT) [46], [47], [48]. Nous présenterons dans cette section la technique de MPPT avec mesure de vitesse du vent et avec connaissance de la caractéristique. Pour cela, et afin de pouvoir optimiser le point de fonctionnement en terme de puissance extraite, il y a lieu de pouvoir ajuster la vitesse de rotation de l'arbre de la génératrice en fonction de la vitesse du vent.



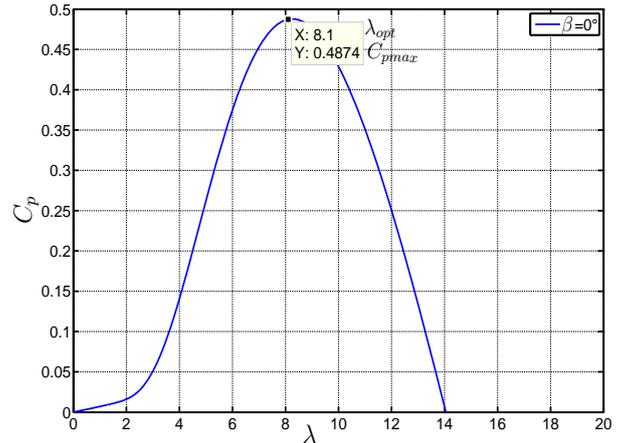
**Figure 3.1:** Diagramme simplifié de la technique MPPT Avec mesure de la vitesse du vent et avec connaissance de la courbe.

**Calcul de  $\Omega_{réf}$**  Dans ce contexte, le ratio de la vitesse de l'éolienne  $\lambda$  doit être maintenu à sa valeur optimale ( $\lambda = \lambda_{opt}$ ) (Figure 3.49) sur une certaine plage de vitesse de vent. Ainsi, le coefficient de puissance serait maintenu à sa valeur maximale ( $C_p = C_{pmax}$ ). Le vitesse de rotation de la génératrice aura dans ce cas comme expression :

$$\Omega_{réf} = \frac{Gv\lambda_{opt}}{R} \quad (3.12)$$



**Figure 3.2:** Puissance théorique disponible au niveau de la turbine éolienne.



**Figure 3.3:** Coefficient de puissance  $C_p$  en fonction de  $\lambda$  pour  $\beta = 0$

à partir de la courbe caractéristique  $C_p = f(\lambda, \beta)$  on peut déterminer graphiquement le couple ( $\lambda_{opt} = 0,81, C_{pmax} = 0,49$ )

Il est alors possible d'élaborer des lois de commande qui permettent de capter la puissance maximale quelque soit la vitesse du vent jusqu'à la puissance nominale de la génératrice où la puissance extraite est limitée à cette valeur.

Cependant, l'équation (3.12) exige une mesure de la vitesse du vent généralement réalisée par un anémomètre situé sur la nacelle. Cette mesure est peu précise car elle donne la vitesse du vent en un seul point de l'espace d'une part, et très perturbée par les turbulences provoquées par les pales en rotation d'une autre part [49],[50],[51]. L'utilisation d'un filtre spatial peut corriger le problème des turbulences en faisant un filtrage passe-bas de la mesure de l'anémomètre, mais le phénomène du cisaillement (variation de la vitesse du vent avec la hauteur des pales) reste non pris en charge.

### 3.4.1 MPPT avec asservissement de la vitesse :

#### 1.Synthèse d'une loi de commande par la méthode Lyapunov :

*principe* : En démarrant d'une fonction  $V(x)$  (appelée de lyapunov) définie positive (FDP) sur  $\mathbb{R}^n$ , la commande sera celle qui impose à  $\dot{V}(x)$  d'être une fonction définie négative (FDN). Cependant, le problème majeur réside dans la détermination de cette fonction qu'elle soit FDP, En effet la détermination de telle fonction n'est pas généralement une tâche aisée.

L'objectif de la commande étant de ramener la vitesse de rotation de la génératrice à suivre sa référence, la fonction de Lyapunov que nous devrions choisir doit être dépendante de l'erreur de poursuite de la référence.

$$V(x) = f(e_5) \quad (3.13)$$

L'erreur de réglage est défini par :

$$e_5 = \Omega - \Omega_{réf} \quad (3.14)$$

On choisi comme fonction de Lyapunov,la fonction suivante et elle est FDP sur  $\mathfrak{R}$  :

$$V(x) = \frac{1}{2}e_5^2 \quad (3.15)$$

Sa dérivée donne :

$$\dot{V}(x) = e_5 \left( -\frac{1}{J}C_{em} - \frac{f}{J}\Omega_g + C_g - \dot{\Omega}_{réf} \right) \quad (3.16)$$

$\dot{V}(x)$  est FDN ssi :

$$\left( -\frac{1}{J}C_{em} - \frac{f}{J}\Omega_g + C_g - \dot{\Omega}_{réf} \right) = -K_5 e_5 \quad (3.17)$$

on obtient alors :

$$C_{em} = K_5 e_5 - f\Omega_g + C_g - J\dot{\Omega}_{réf} \quad (3.18)$$

on choisi :  $K_5 = 100$

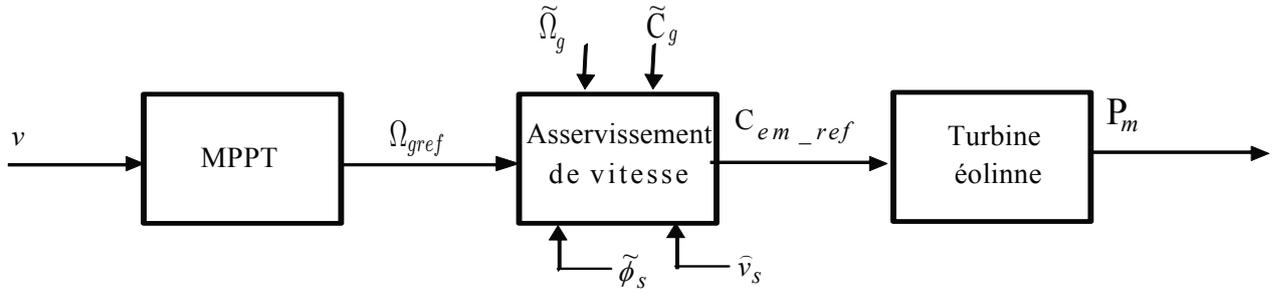
*Une petite démonstration :*

Si  $V * \dot{V} < 0$  Alors  $V \rightarrow 0$

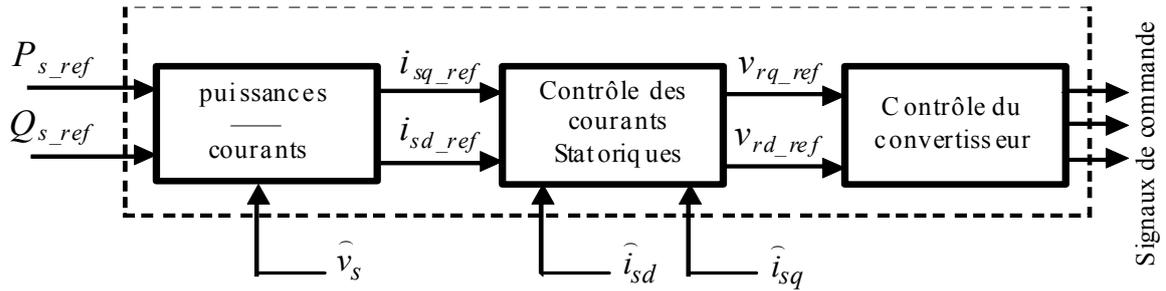
Or, si  $\sum_{i=0}^{\infty} (a_i^2) \rightarrow 0 \Rightarrow a_i \rightarrow 0 \forall i$

### 3.5 Stratégie de Commande en $P$ et $Q$ :

Le rôle principal du dispositif de contrôle du convertisseur coté MADA dans cette stratégie est de régler le transfert des puissances active et réactive à travers le stator de la MADA vers le réseau électrique. Il reçoit la puissances active référence ( $P_{sréf} = -P_m$ ) du block MPPT avec asservissement de la vitesse et envoie les ordres de commande au convertisseur, celle de la réactive de référence on la prend toujours nulle  $Q_{sréf} = 0$  .



**Figure 3.4:** Schéma synoptique de la technique MPPT avec asservissement de la vitesse



**Figure 3.5:** Schéma synoptique du contrôle du convertisseur côté MADA.

### 3.5.1 Contrôle du convertisseur CCM par des commandes PFTC :

#### 1. Synthèse d'une loi de commande par la méthode de Lyapunov :

L'objectif de la commande étant de ramener les puissances active et réactive au stator à suivre leurs références, les fonctions de Lyapunov que nous devrions choisir doivent être dépendantes des erreurs de poursuite des deux références.

$$V(x) = f(e_1, e_2) \quad (3.19)$$

Les erreurs de réglage sont définies comme suit :

$$\begin{cases} e_1 = y_1 - y_{1ref} \\ e_2 = y_2 - y_{2ref} \end{cases} \quad (3.20)$$

Où :

$$\begin{cases} y_{1ref} = Q_s^{opt}, y_1 = Q_s = v_{qs}x_1 \\ y_{2ref} = P_s^{opt}, y_2 = P_s = v_{qs}x_2 \end{cases} \quad (3.21)$$

On choisi comme fonction de Lyapunov, la fonction suivante et elle est FDP :

$$V(x) = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (3.22)$$

Sa dérivée donne :

$$\dot{V}(x) = e_1(v_{qs}\dot{x}_1 - \dot{Q}_{sréf}) + e_2(v_{qs}\dot{x}_2 - \dot{P}_{sréf}) \quad (3.23)$$

$\dot{V}(x)$  est FDN ssi :

$$\begin{cases} v_{qs}f_1(x) + v_{qs}b_1v_{dr} - \dot{Q}_{sréf} = -K_1e_1 \\ v_{qs}f_2(x) + v_{qs}b_2v_{qr} - \dot{P}_{sréf} = -K_2e_2 \end{cases} \quad (3.24)$$

on obtient alors :

$$\begin{cases} U_1 = v_{dr} = -\frac{f_1(x)}{b_1} + \frac{\dot{Q}_{sréf}}{v_{qs}b_1} - \frac{K_1e_1}{v_{qs}b_1} \\ U_2 = v_{qr} = -\frac{f_2(x)}{b_2} + \frac{\dot{P}_{sréf}}{v_{qs}b_2} - \frac{K_2e_2}{v_{qs}b_2} \end{cases} \quad (3.25)$$

On choisi :  $K_1 = 1000$ ,  $K_2 = 1000$ .

## 2.Synthèse d'une loi de commande par Mode de glissement :

La commande par mode glissant est une commande non linéaire de la classe des commandes robustes à structure variable. L'application de cette commande concerne plus les systèmes ayant un modèle imprécis ou variable dans le temps, elle est précise, robuste et relativement simple à appliquer.

1. Choisir une surface de glissement
2. Établir les conditions d'existence
3. Calculer la loi de commande

Notre système est dit affine en la commande, il est de la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u$$

Étant donné que le vecteur de sortie possède deux composantes, on aura à trouver alors deux surfaces de glissement.

*Slotine*, à travers ces recherches, propose une forme générale de surfaces de glissement, elle est donnée par :

$$S_i(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda_i \right)^{r_i-1} e_i \quad (3.26)$$

Où :

- $x$  Vecteur d'état.
- $\lambda_i$  constante positive représentant la dynamique de la surface.
- $r_i$  Degré relatif de la sortie  $y_i$
- $e_i$  Erreur de poursuite.

La surface de glissement doit vérifier les conditions d'existences et de convergences qui sont les critères qui assurent aux états du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Pour assurer le mode de convergence, il faut assurer les conditions suivantes :

- $S_i(x) = 0$ , condition de maintien ;
- $S_i(x)\dot{S}_i(x) < 0$ , condition de convergence.

Dans notre cas :  $r_1 = 1$  ,  $r_2 = 1$ .

donc

$$\begin{cases} S_1 = e_1 = Q_s - Q_{sréf} = y_1 - y_{1réf} \\ S_2 = e_2 = P_s - P_{sréf} = y_2 - y_{2réf} \end{cases} \quad (3.27)$$

Notre système peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f_0(x) + g_0(x)u + \Delta \\ y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} \end{cases} \quad (3.28)$$

Tel que :  $\Delta = \Delta f(x) + \Delta g(x)u + dC_g$  .

Une autre façons d'exiger la condition d'attractivité est :

$$\dot{S}(x).S(x) \leq -\eta | S(x) | \quad (3.29)$$

Tel que :

$$S = e = \begin{bmatrix} V_s x_1 - Q_{sref} \\ V_s x_2 - P_{sref} \end{bmatrix}$$

et

$$\dot{S}(x) = \dot{e} = (\dot{y} - \dot{y}_{ref}) = V_s \begin{bmatrix} f_{01}(x) + g_{01}(x)u_1 + \Delta f_1(x) + \Delta g_1(x)u_1 - \frac{\dot{y}_{1ref}}{V_s} \\ f_{02}(x) + g_{02}(x)u_2 + \Delta f_2(x) + \Delta g_2(x)u_2 - \frac{\dot{y}_{2ref}}{V_s} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

(3.29) et (3.30) donnent :

$$sign(S(x)).[V_s(f_0(x) + g_0(x)u + \Delta) - \dot{y}_{ref}] \leq -\eta \quad (3.31)$$

la commande suivante permet de satisfaire la condition d'attractivité :

$$u = \frac{1}{V_s} \begin{bmatrix} -\frac{V_s f_{01}(x)}{g_{01}(x)} + \frac{\dot{y}_{1ref}}{g_{01}(x)} - \frac{\Delta_1^u sign(S_1)}{g_{01}(x)} \\ -\frac{V_s f_{02}(x)}{g_{02}(x)} + \frac{\dot{y}_{2ref}}{g_{02}(x)} - \frac{\Delta_2^u sign(S_2)}{g_{02}(x)} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Tel que :  $\Delta_i^u$  : constant positive a déterminer, l'inégalité (3.31) devient alors :

$$\begin{cases} sign(S_1)\Delta_1 - \Delta_1^u \leq -\eta_1 \\ sign(S_2)\Delta_2 - \Delta_2^u \leq -\eta_2 \end{cases} \iff \Delta_i^u \geq |\Delta_i| + \eta_i \quad (3.33)$$

Finalement, les tensions qui doivent être appliquées comme entrées de commande ont l'expression :

$$\begin{cases} u_1 = v_{dr} = -\frac{f_1(x)}{b_1} + \frac{\dot{Q}_{sref}}{b_1 v_{qs}} - \frac{k_1}{b_1 v_{qs}} sign(S_1) \\ u_2 = v_{qr} = -\frac{f_2(x)}{b_2} + \frac{\dot{P}_{sref}}{b_2 v_{qs}} - \frac{k_2}{b_2 v_{qs}} sign(S_2) \end{cases} \quad (3.34)$$

Avec :  $K_1 K_2 = \Delta_2^u = 1000$

Pour que la commande existe, il faut que  $|g_{i0}(x)| = b_i V_s \neq 0$

dans notre cas ( $V_s$  est la tension du réseau donc  $V_s \neq 0$  et  $b_i > 0$ ).  $\Delta_1^u = 1000$ ,

### 3.Synthèse d'une loi de commande par Mode de glissement-Flou-Adaptatif :

**1.Principe :** un système flou adaptatif est introduit pour remplacer le signal de commutation dans la loi de commande dont l'objectif est d'éliminer l'effet des variations paramétriques et l'effet des perturbations externes ainsi que le phénomène de broutement (chattering) introduit par la commande classique de mode de glissant dans la commande qui rend sa implémentation au pratique difficile.

**2.Position du problème :** soit le modèle non linéaire incertain et perturbé suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.35)$$

avec :

$$f(x) = f_0(x) + \Delta f(x)$$

$$g(x) = g_0(x) + \Delta g(x)$$

Tel que :

$f_0(x), g_0(x)$  : fonctions nominales connu,  $\Delta f(x), \Delta g(x)$  : incertitude non connues bornée

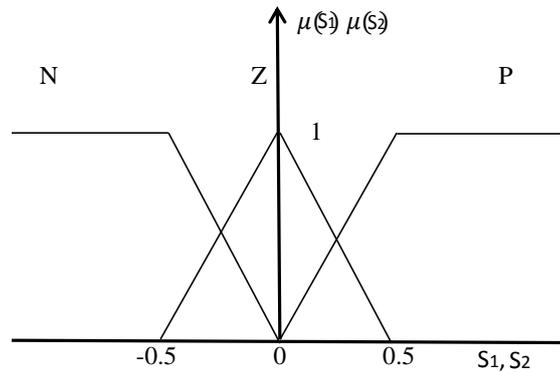
Remarquons que le terme " $\Delta_i^u sign(S)$ " dans la commande,provoque un phénomène de chattering ce qui rend la commande difficile à mettre en œuvre c'est à dire (implémentation en pratique),pour cela on propose de synthétiser une loi de commande de même structure que celle de mode glissant classique établir dans ci avant tout en remplaçant le terme  $\Delta_i^u sign(S)$  par son équivalent issue d'un système flou adaptatif.

**3.Description du système flou** Le contrôleur flou admet comme entrées les surfaces  $S_1$  et  $S_2$  (les erreurs sur P et Q),et a comme sortie les commandes  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  .

**1.fuzzification :** Cette étape s'occupe de la transformation des entrées numériques en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur est subdivisé en trois ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négatif noté  $N$  ;
- Environ de zéro noté  $Z$  ;
- Positif noté  $P$  .

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



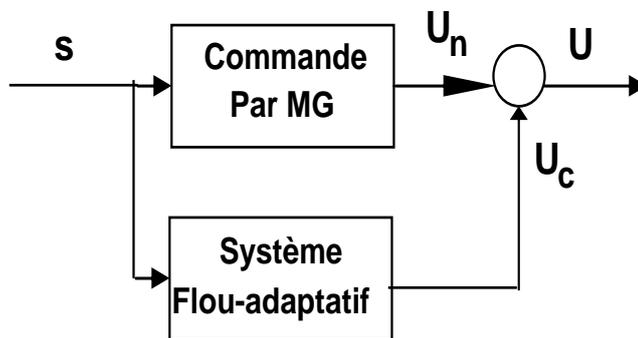
**Figure 3.6:** Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

**2.base de règle :**

- 1 Si  $S_1$  est  $Z^{(A_1^1)}$  alors  $u_{c1}$  est  $Z^{(u_{c1}^1)}$
- 2 Si  $S_1$  est  $P^{(A_1^2)}$  alors  $u_{c1}$  est  $P^{(u_{c1}^2)}$
- 3 Si  $S_1$  est  $N^{(A_1^3)}$  alors  $u_{c1}$  est  $N^{(u_{c1}^3)}$

Tel que :

$$\hat{u}_{c1} = \frac{\sum_{j=1}^3 u_{c1}^j \mu_{A1^j}(S_1)}{\sum_{j=1}^3 \mu_{A1^j}(S_1)} \quad (3.36)$$



**Figure 3.7:** Schéma synoptique de la commande mode glissant flou-adaptative

Revenons à la loi de commande établie en (3.34)

$$u_1 = \frac{1}{g_{01}(x)V_s}[-V_s f_{01}(x) + \dot{y}_{1ref} - \Delta_1^u \text{sign}(S_1)]$$

On peut l'écrire sous la forme :

$$u_1 = u_{n1} - \frac{1}{g_{01}(x)V_s} \hat{u}_{c1} \quad (3.37)$$

Tel que :

$$\begin{cases} u_{n1} = -\frac{f_{01}(x)}{g_{01}(x)} + \frac{\dot{y}_{1ref}}{g_{01}(x)V_s} \\ \hat{u}_{c1} = \Delta_1^u \text{sign}(S_1) \end{cases} \quad (3.38)$$

$u_{c1}(S)$  peut s'écrire sous la forme suivante :

$$u_{c1}(S) = \theta_1 \xi_1(S) \quad (3.39)$$

Avec :

$$\begin{cases} \theta_1 = [\theta_1^1 \quad \theta_1^2 \quad \theta_1^3] = [u_{c1}^1 \quad u_{c1}^2 \quad u_{c1}^3] \\ \xi_1(S) = [\xi_1^1 \quad \xi_1^2 \quad \xi_1^3]^T \end{cases} \quad (3.40)$$

Tel que :

$$\xi_1^j = \frac{\mu_{A1^j}(S_1)}{\sum_{j=1}^3 \mu_{A1^j}(S_1)} \quad (3.41)$$

Où

$\theta_1$  :vecteur des paramètres ajustable

$\xi_1(S)$  :vecteur de régression

Où  $\hat{u}_{c1}$  est un système flou-adaptatif sous la forme  $\hat{u}_{c1} = \theta \xi(S)$  ,sa valeur optimale vérifie  $\hat{u}_{c1}^*(S) = \Delta_1^u \text{sign}(S)$ .

On considère la fonction de lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} S_1^2 + \frac{1}{2\delta_1} (\theta_1^* - \theta_1)^T (\theta_1^* - \theta_1) \quad (3.42)$$

Où  $\theta^*$  est la valeur optimale de  $\theta$  et  $\delta$  : constant positive d'apprentissage  
 Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_1 = S_1 \dot{S}_1 - \frac{1}{\delta_1} (\theta_1^* - \theta_1)^T \dot{\theta}_1 \quad (3.43)$$

En utilisant la loi de commande (3.34) l'équation (3.30) devient :

$$\dot{S}_1(x) = -\dot{y}_{1ref} + f_{01}(x) + g_{01}(x) \frac{1}{g_{01}(x)} [-f_{01}(x) + \dot{y}_{1ref} - \hat{u}_{c1}(S)] + \Delta_1 \quad (3.44)$$

Tel que

$$\dot{S}_1(x) = -\hat{u}_{c1}(S) + \Delta = -\hat{u}_{c1}(S) + \Delta + \hat{u}_{c1}^*(S) - \hat{u}_{c1}^*(S) \quad (3.45)$$

Où :  $\hat{u}_{c1}^*(S) = \theta_1^* \xi_1(S)$

Alors :

$$\dot{S}_1(x) = (\theta_1^* - \theta_1)^T \xi_1(S) + \Delta_1 - \hat{u}_{c1}^*(S) \quad (3.46)$$

En recombinaison (3.43) et (3.46) on obtient :

$$\dot{V}_1 = S_1(x) [(\theta_1^* - \theta_1)^T \xi_1(S) + \Delta_1 - \hat{u}_{c1}^*(S)] - \frac{1}{\delta_1} (\theta_1^* - \theta_1)^T \dot{\theta}_1 \quad (3.47)$$

$\iff$

$$\dot{V}_1 = S_1(x) (\Delta_1 - \hat{u}_{c1}^*(S)) - \frac{1}{\delta_1} (\theta_1^* - \theta_1)^T [\dot{\theta}_1 - \delta_1 S_1(x) \xi_1(S)] \quad (3.48)$$

Avec :  $\hat{u}_{c1}^*(S) = \Delta_1^u \text{sign}(S_1)$

Si on choisit la loi d'adaptation suivante :  $\dot{\theta}_1 = \delta_1 S_1(x) \xi_1(S)$

Où :  $\delta_1$  est un paramètre de réglage. On obtient alors :

$$\dot{V}_1 = S_1 \Delta_1 - \Delta_1^u \text{sign}(S) \cdot S_1 \leq S_1 \Delta_1 - \Delta_1^u |S_1(x)| \leq 0 \quad (3.49)$$

Ce qui rend  $\dot{V}_1$  FSDN.

En appliquant le même principe à  $u_2$ , on peut écrire finalement :

$$u = \begin{bmatrix} u_{n1} - \frac{1}{V_s g_{01}(x)} \hat{u}_{c1}(S_1) \\ u_{n2} - \frac{1}{V_s g_{02}(x)} \hat{u}_{c2}(S_2) \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

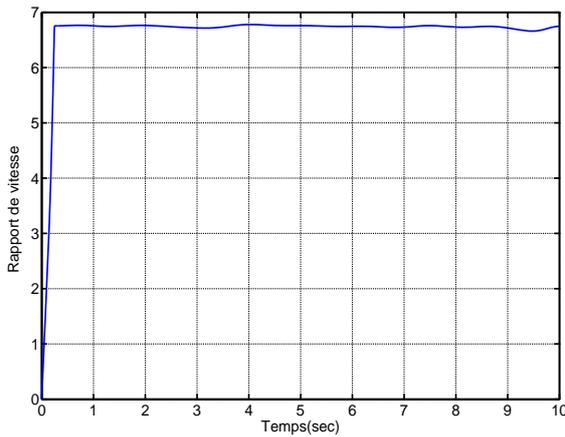
Avec :

$$\begin{cases} \hat{u}_{c1}(S_1) = \theta_1 \xi_1(S_1), \dot{\theta}_1 = \delta_1 S_1 \xi_1(S_1) \\ \hat{u}_{c2}(S_2) = \theta_2 \xi_2(S_2), \dot{\theta}_2 = \delta_2 S_2 \xi_2(S_2) \end{cases} \quad (3.51)$$

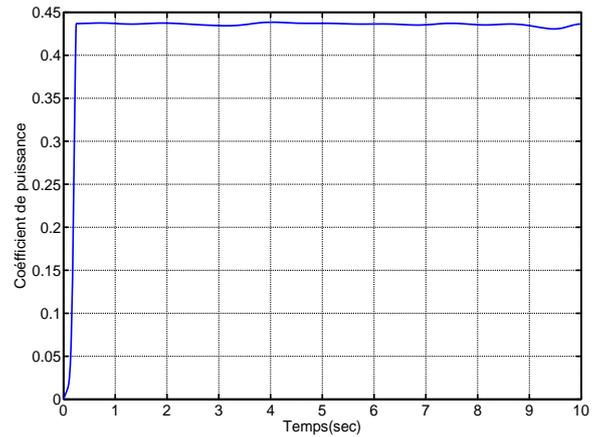
### 3.6 Résultats de simulation :

L'ensemble du système éolien et sa commande ont été simulés en utilisant **Matlab Simulink** , en considérant une MADA de 4KW dont les paramètres sont donnés dans [20] et en annexe C. Nous présenterons dans cette section les résultats de commande du système éolien avec la stratégie MPPT.

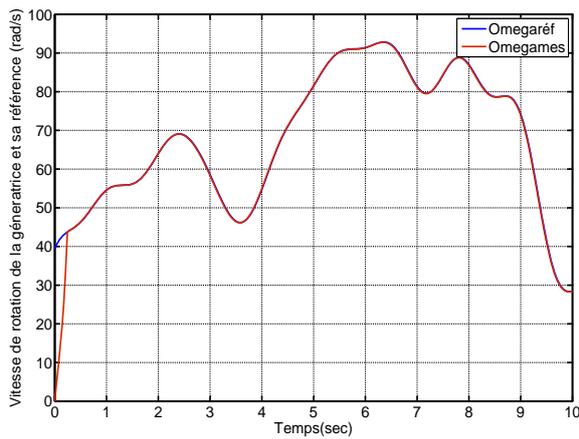
#### 3.6.1 MPPT avec asservissement de la vitesse



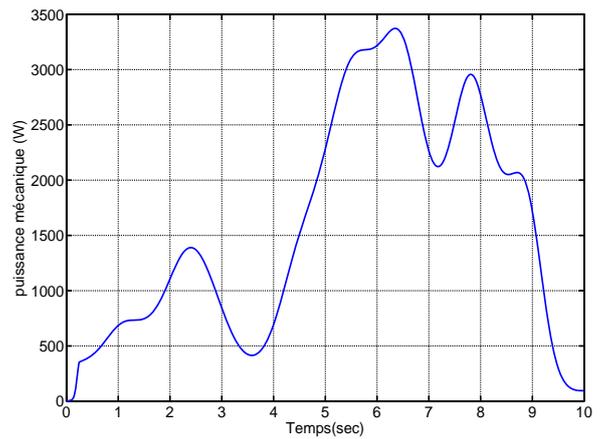
**Figure 3.8:** Rapport de vitesse



**Figure 3.9:** Coefficient de puissance



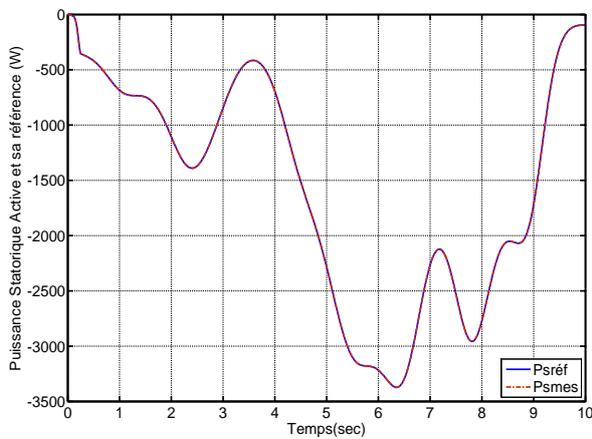
**Figure 3.10:** Vitesse de rotation mécanique et sa référence



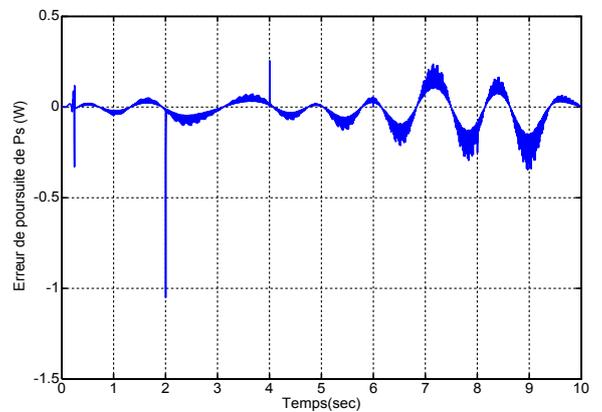
**Figure 3.11:** Puissance mécanique disponible au niveau de la turbine(W)

### 3.6.2 Commande en $P$ et $Q$ :

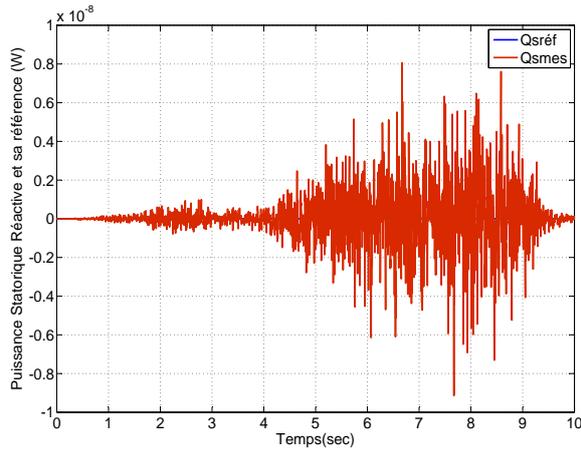
#### 1. Par la méthode de Lyapunov :



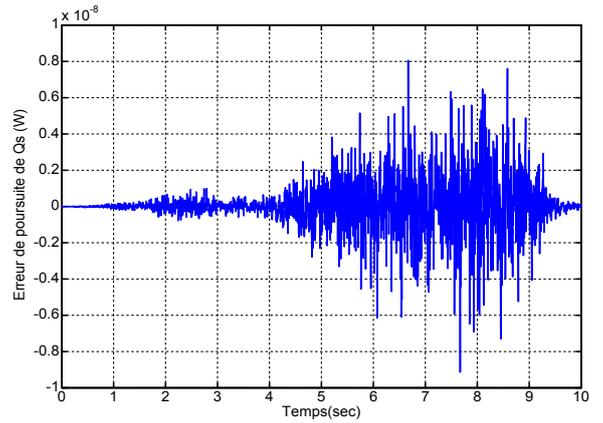
**Figure 3.12:** Puissance Statorique Réactive et sa référence (W)



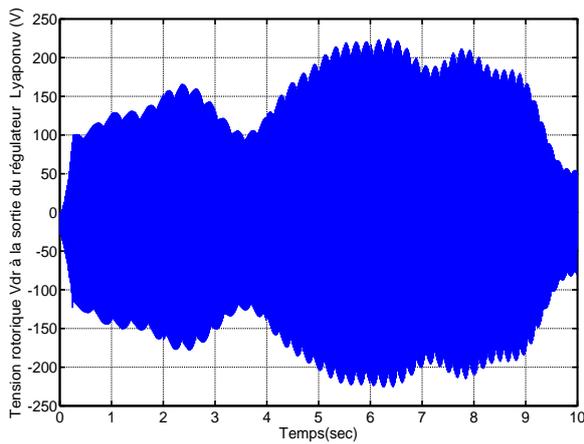
**Figure 3.13:** Erreur de poursuite de  $P_s$  (W)



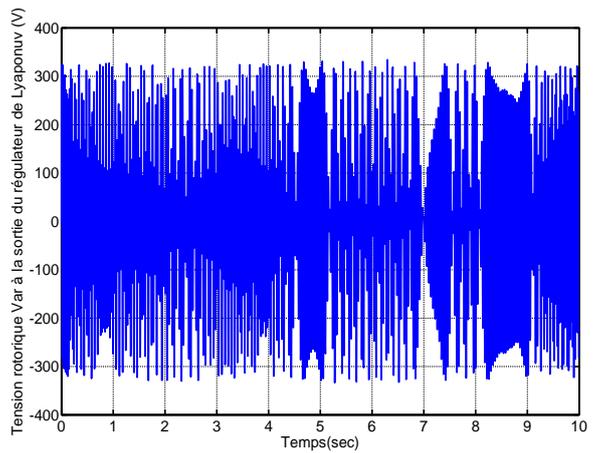
**Figure 3.14:** Puissance Statorique Réactive et sa référence (VAR)



**Figure 3.15:** Erreur de poursuite de  $Q_s$  (VAR)

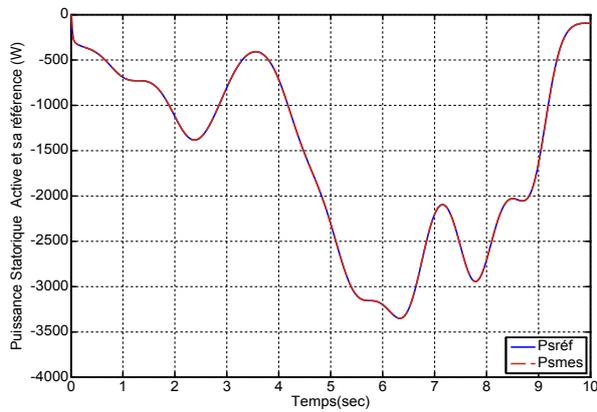


**Figure 3.16:** Tension rotorique  $V_{dr}$  à la sortie du régulateur (V)

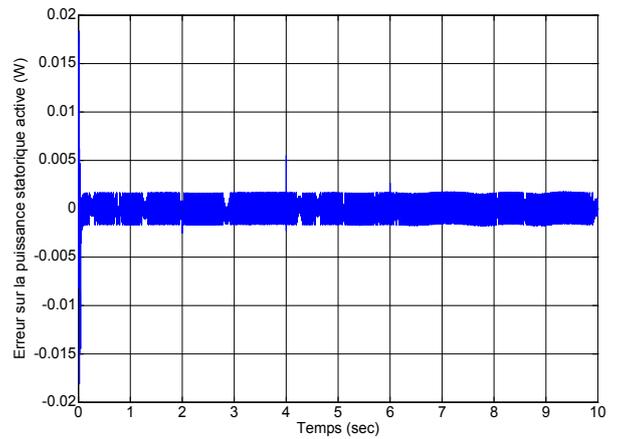


**Figure 3.17:** Tension rotorique  $V_{ar}$  à la sortie du régulateur (V)

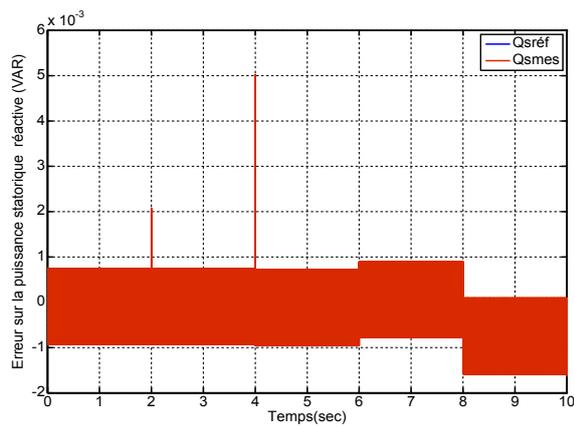
## 2. Par Mode de glissement :



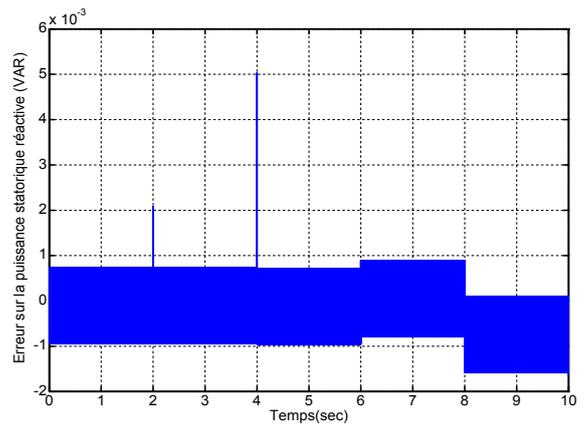
**Figure 3.18:** Puissance Statorique Réactive et sa référence (W)



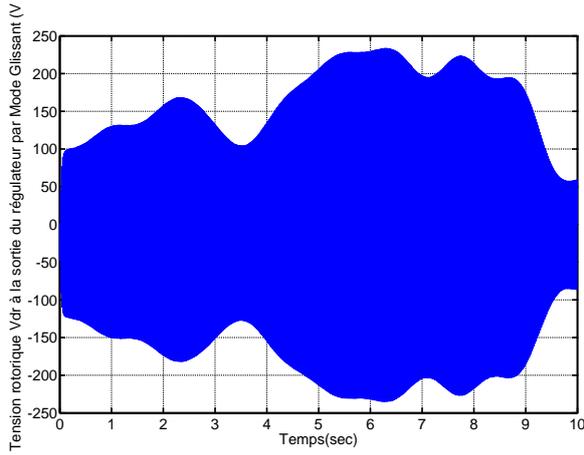
**Figure 3.19:** Erreur de poursuite de  $P_s$  (W)



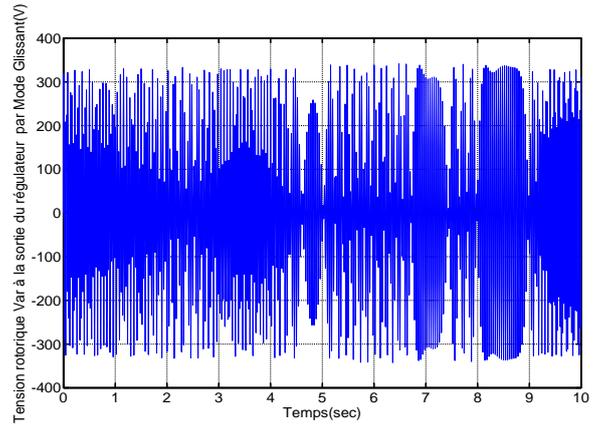
**Figure 3.20:** Puissance Statorique Réactive et sa référence (VAR)



**Figure 3.21:** Erreur de poursuite de  $Q_s$  (VAR)

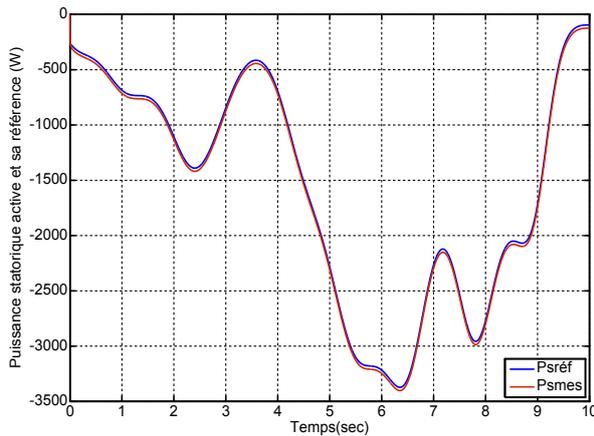


**Figure 3.22:** Tension rotorique  $V_{dr}$  à la sortie du régulateur (V)

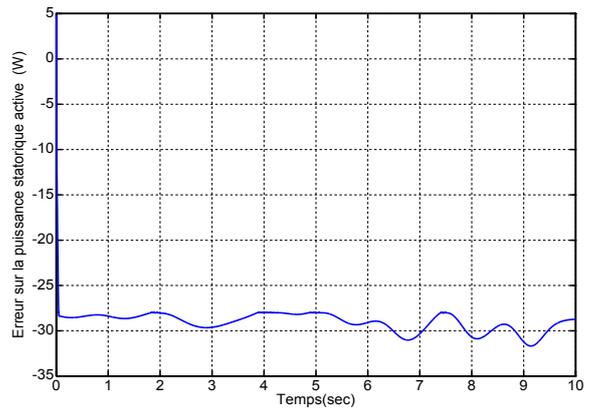


**Figure 3.23:** Tension rotorique  $V_{ar}$  à la sortie du régulateur (V)

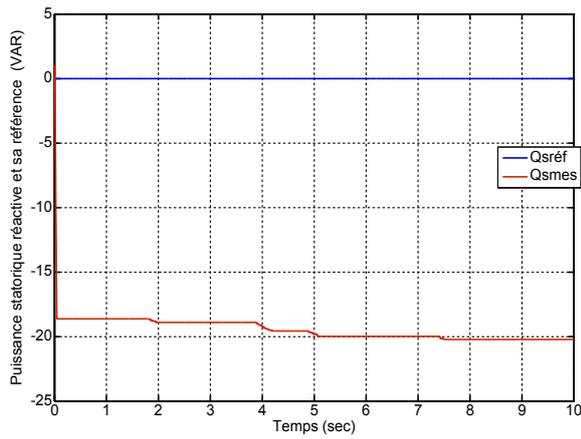
### 3. Par Mode de glissement-Flou :



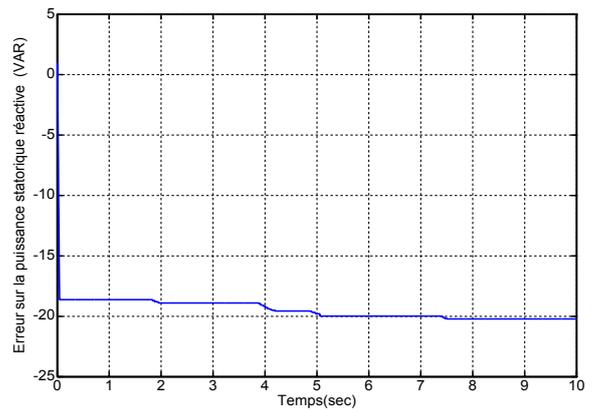
**Figure 3.24:** Puissance Statorique Réactive et sa référence (W)



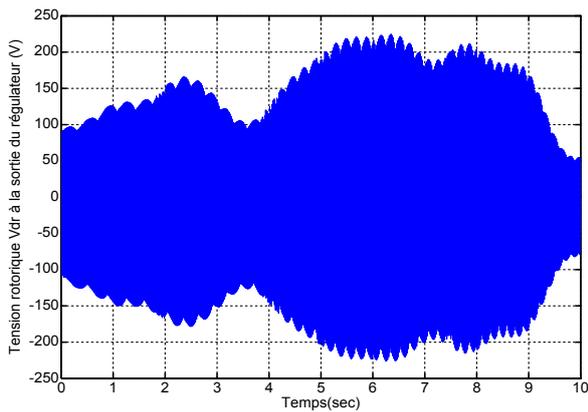
**Figure 3.25:** Erreur de poursuite de  $P_s$  (W)



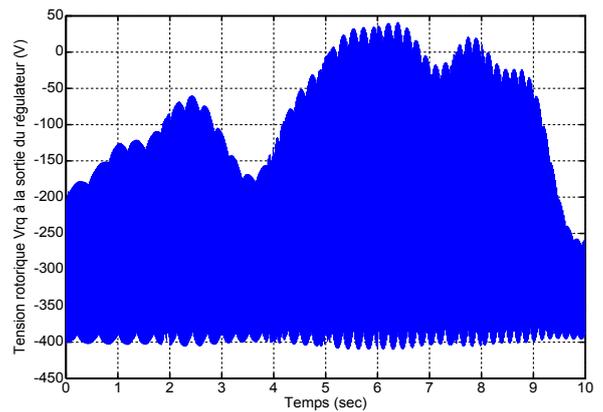
**Figure 3.26:** Puissance Statorique Réactive et sa référence (VAR)



**Figure 3.27:** Erreur de poursuite de  $Q_s$  (VAR)

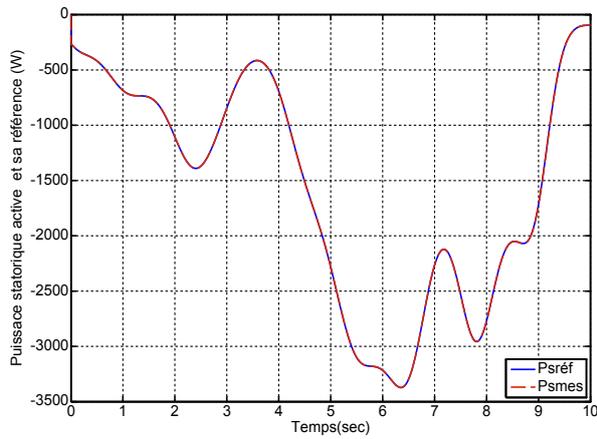


**Figure 3.28:** Tension rotorique  $V_{dr}$  à la sortie du régulateur (V)

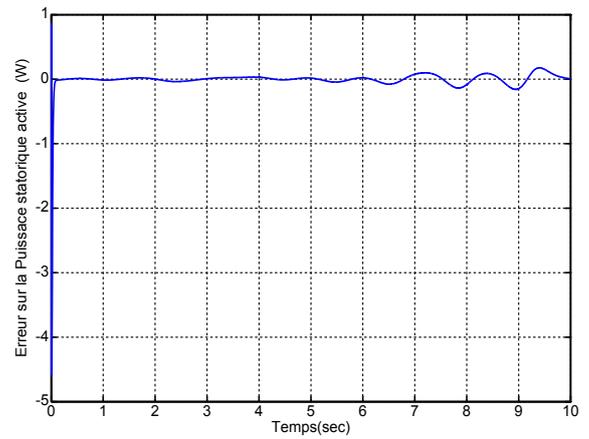


**Figure 3.29:** Tension rotorique  $V_{qr}$  à la sortie du régulateur (V)

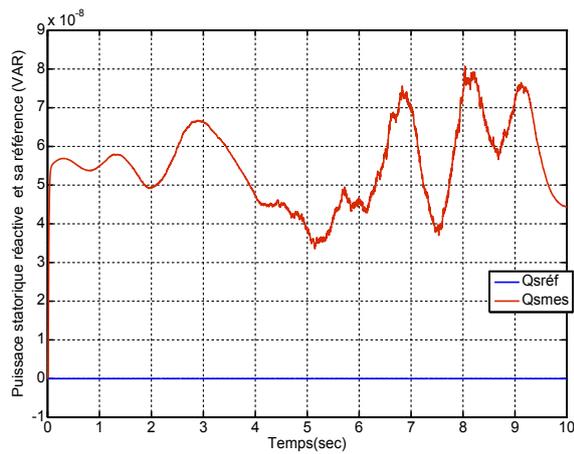
#### 4. Par Mode de glissement-Flou-Adaptatif :



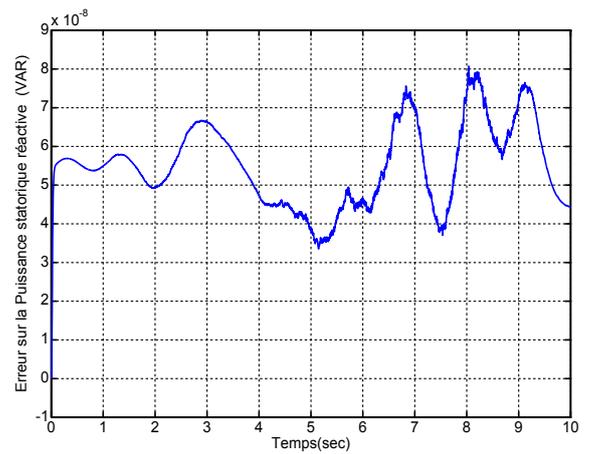
**Figure 3.30:** Puissance Statorique Réactive et sa référence (W)



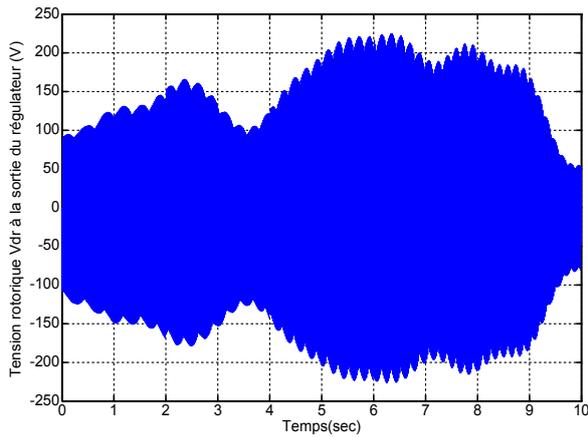
**Figure 3.31:** Erreur de poursuite de  $P_s$  (W)



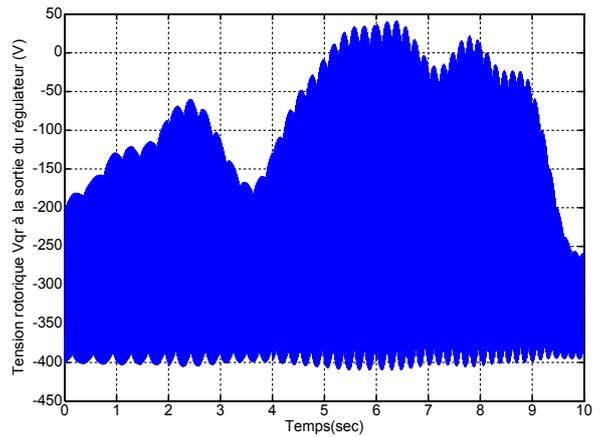
**Figure 3.32:** Puissance Statorique Réactive et sa référence (VAR)



**Figure 3.33:** Erreur de poursuite de  $Q_s$  (VAR)



**Figure 3.34:** Tension rotorique  $V_{dr}$  à la sortie du régulateur (V)

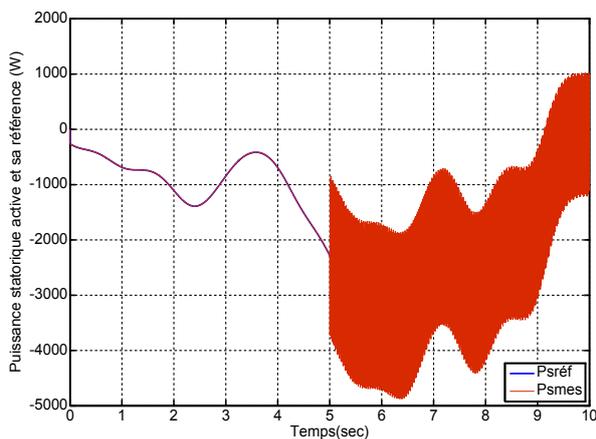


**Figure 3.35:** Tension rotorique  $V_{qr}$  à la sortie du régulateur (V)

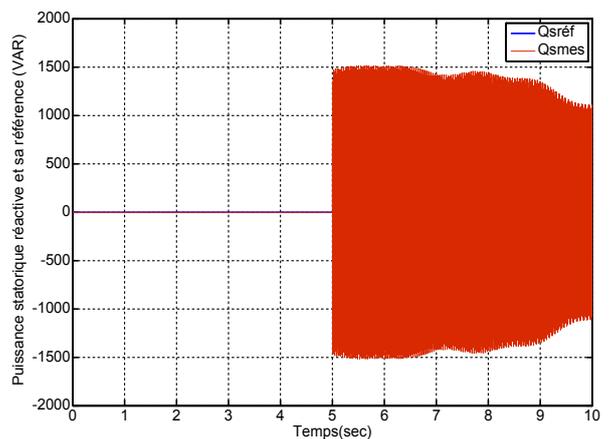
### 3.6.3 Test de robustesse

#### 1. la commande de Lyapunov

**Comportement de la machine en présence d'un défaut au stator** A  $t = 2s$  nous introduisons un défaut au niveau du stator générant une harmonique de fréquence  $15Hz$ , d'amplitude 8 et de phase nulle.

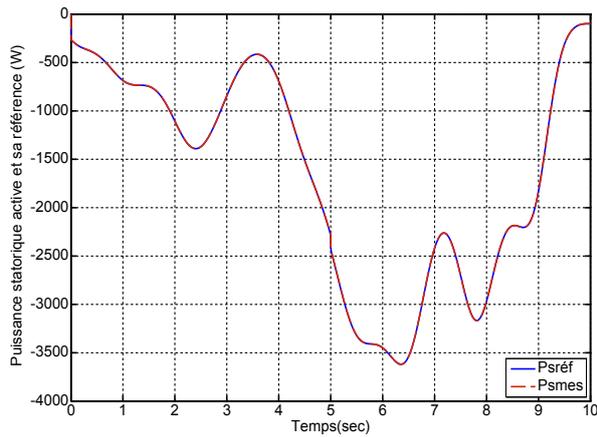


**Figure 3.36:** Puissance statorique active  $P_s$  et sa référence (W)

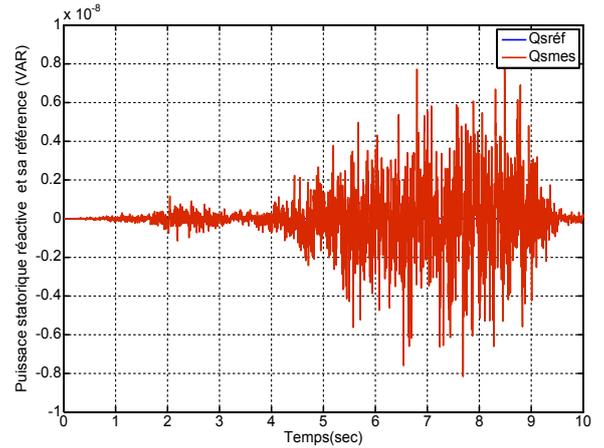


**Figure 3.37:** Puissance statorique réactive  $Q_s$  et sa référence (W)

**Comportement de la machine en présence d'une variation paramétrique** A  $t = 2s$  nous introduisons une variation de 50% dans les paramètres résistifs ( $R_s, R_r$ ) et mécaniques ( $J$  et  $f$ )



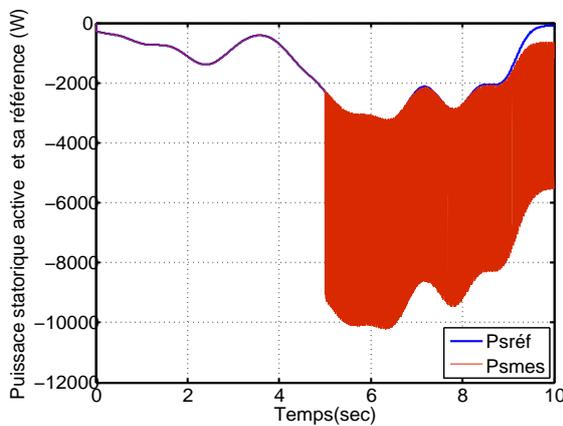
**Figure 3.38:** Puissance statorique active  $P_s$  et sa référence (W)



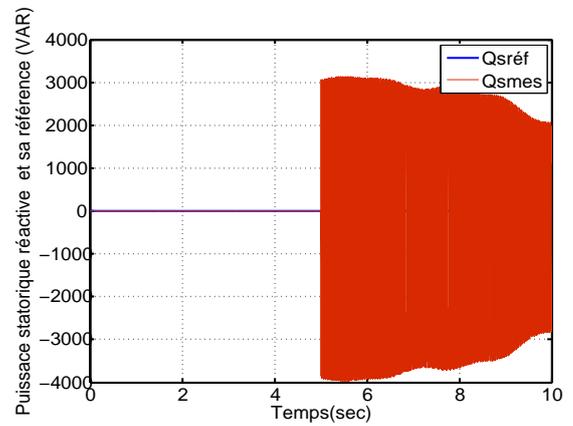
**Figure 3.39:** Puissance statorique réactive  $Q_s$  et sa référence (W)

## 2. la commande de Mode de glissement

**Comportement de la machine en présence d'un défaut au stator** A  $t = 2s$  nous introduisons un défaut au niveau du stator générant une harmonique de fréquence  $15Hz$ , d'amplitude 8 et de phase nulle.

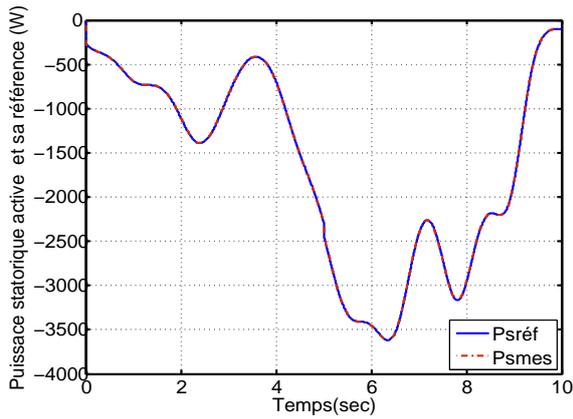


**Figure 3.40:** Puissance statorique active  $P_s$  et sa référence (W)

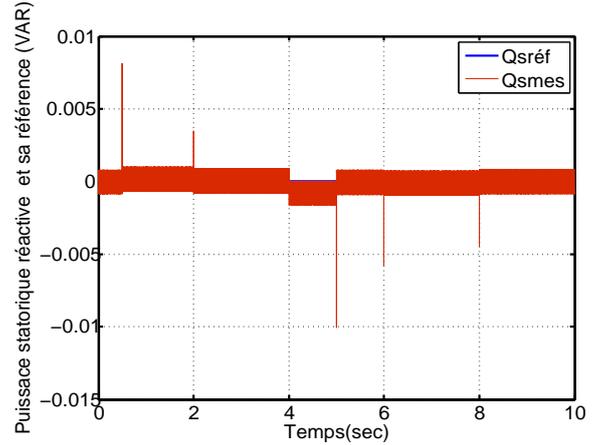


**Figure 3.41:** Puissance statorique réactive  $Q_s$  et sa référence (W)

**Comportement de la machine en présence d'une variation paramétrique** A  $t = 2s$  nous introduisons une variation de 50% dans les paramètres résistifs ( $R_s, R_r$ ) et mécaniques ( $J$  et  $f$ )



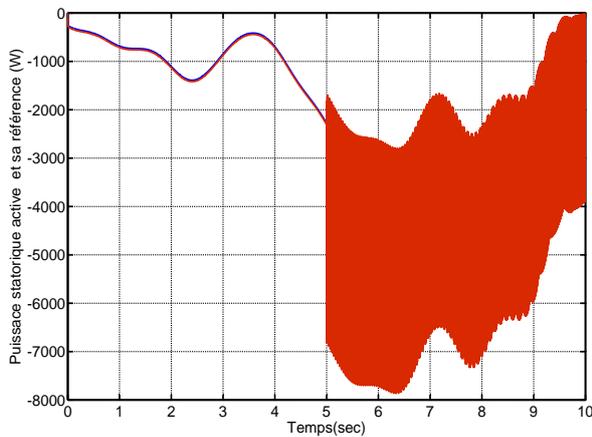
**Figure 3.42:** Puissance statorique active  $P_s$  et sa référence (W)



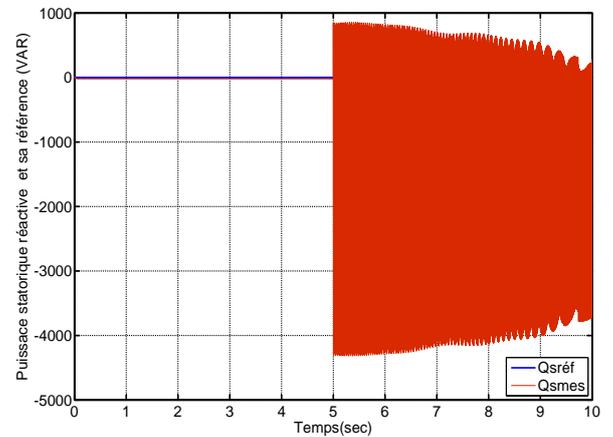
**Figure 3.43:** Puissance statorique réactive  $Q_s$  et sa référence (W)

### 3.la commande de Mode de glissement-Flou

**Comportement de la machine en présence d'un défaut au stator** A  $t = 2s$  nous introduisons un défaut au niveau du stator générant une harmonique de fréquence  $15Hz$ , d'amplitude 8 et de phase nulle.

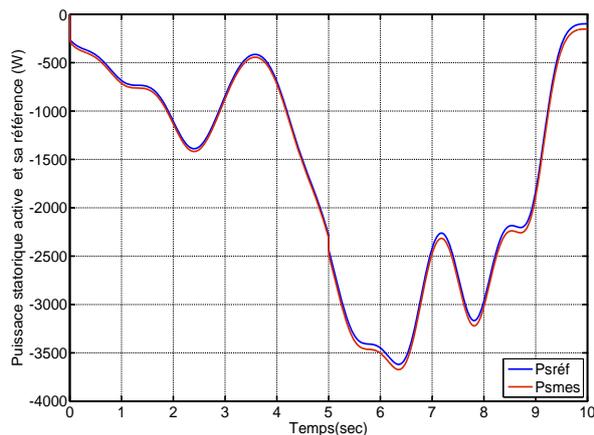


**Figure 3.44:** Puissance statorique active  $P_s$  et sa référence (W)

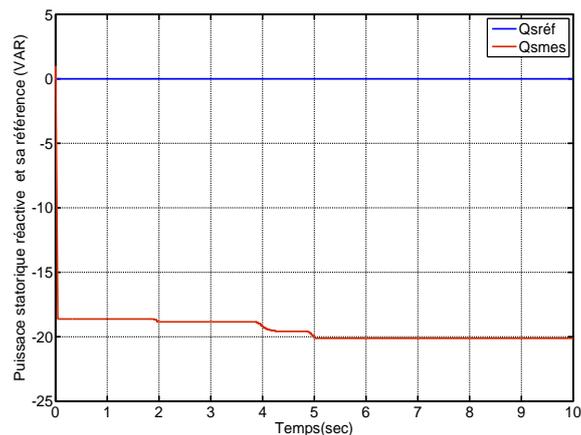


**Figure 3.45:** Puissance statorique réactive  $Q_s$  et sa référence (W)

**Comportement de la machine en présence d'une variation paramétrique** A  $t = 2s$  nous introduisons une variation de 50% dans les paramètres résistifs ( $R_s, R_r$ ) et mécaniques ( $J$  et  $f$ )



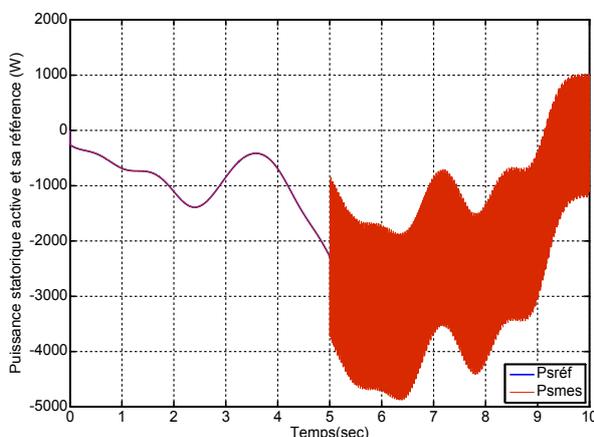
**Figure 3.46:** Puissance statorique active  $P_s$  et sa référence (W)



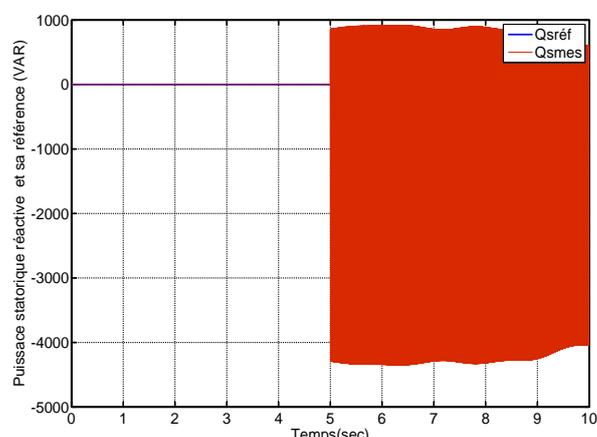
**Figure 3.47:** Puissance statorique réactive  $Q_s$  et sa référence (W)

#### 4.la commande de Mode de glissement-Flou-Adaptatif

**Comportement de la machine en présence d'un défaut au stator** A  $t = 2s$  nous introduisons un défaut au niveau du stator générant une harmonique de fréquence  $15Hz$ , d'amplitude 8 et de phase nulle.

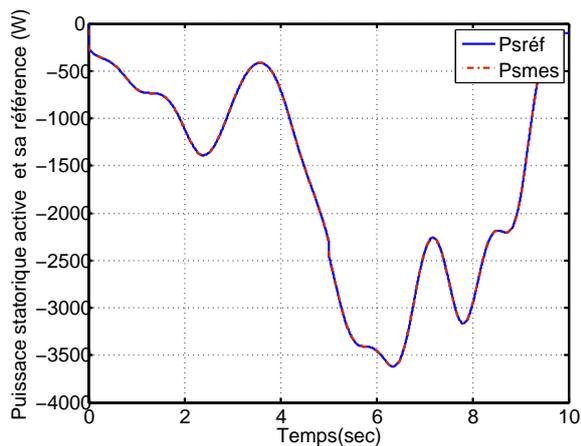


**Figure 3.48:** Puissance statorique active  $P_s$  et sa référence (W)

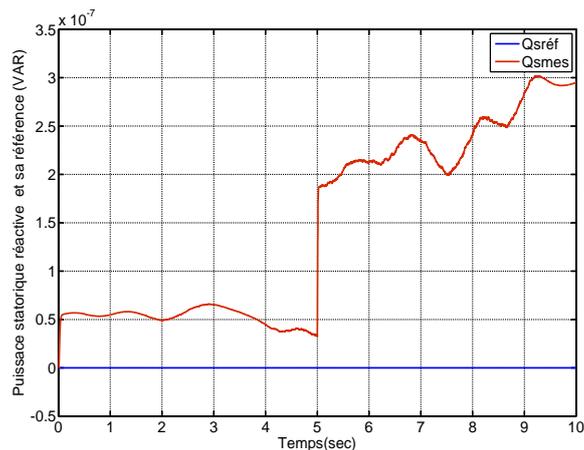


**Figure 3.49:** Puissance statorique réactive  $Q_s$  et sa référence (W)

**Comportement de la machine en présence d'une variation paramétrique** A  $t = 2s$  nous introduisons une variation de 50% dans les paramètres résistifs ( $R_s, R_r$ ) et mécaniques ( $J$  et  $f$ )



**Figure 3.50:** Puissance statorique active  $P_s$  et sa référence (W)



**Figure 3.51:** Puissance statorique réactive  $Q_s$  et sa référence (W)

### 3.7 Interprétations :

**Pour la technique MMPT avec asservissement de vitesse :** On voit bien que le coefficient de puissance se stabilise à la valeur désirée de même pour le ratio de vitesse. La vitesse a bien suivi sa référence après un certain temps très court, ce qui montre l'efficacité de la commande synthétisée, La puissance mécanique ainsi disponible au niveau de la turbine est donnée par la figure suivante.

**Pour la technique de commande en P et Q et Par la méthode de Lyapunov :** La  $P_s$  a bien suivi sa référence, L'erreur est de l'ordre  $10^{-1}$ , Aussi La  $Q_s$  a bien suivi sa référence, L'erreur de poursuite est de l'ordre  $10^{-8}$ , La tension de commande correspondant est donnée par la figure (3.17), On remarque qu'il est pas trop énergétique.

**Pour la technique de commande en P et Q et Par Mode de glissement** On voit une poursuite parfaite de  $P_{sref}$  par la  $P_s$ , L'erreur est de l'ordre  $10^{-3}$ , a partir de la dynamique de l'erreur on remarque bien le phénomène de 'Chattering'

**Pour la technique de commande en P et Q et Par Mode de glissement-flou-adaptatif** A partir de L'erreur donnée par la figure (3.31), On en déduit alors que le phénomène de broutement a presque disparu .

**En test de robustesse :** On remarque que toutes les approches de commandes sont robustes vis-à-vis des variations paramétriques, Ce qui n'est le cas vis-à-vis des défauts.

### 3.8 Conclusion :

Dans ce chapitre Deux techniques de commande du système éolien ont été détaillées ,la technique MPPT avec asservissement de vitesse de sa part permet de fournir la totalité de la puissance active produite au réseau électrique avec un facteur de puissance unitaire. Cependant, la technique de commande découplée des puissances active et réactive permet de les réguler selon des consignes bien définies par la la technique MPPT avec asservissement de vitesse .

Enfin, des résultats de simulation de la commande du système éolien complet par les deux techniques ont été présentés pour valider ses performances .

L'analyse des résultats de simulations avec un profil du vent réel pour les deux techniques révèle qu'elles sont assez performantes en régime sain.

les résultats de commande par Mode de glissement montre sa forte robustesse relative, cependant elle présente un phénomène de broutement provoquant des effets indésirables en cas d'implémentation en pratique .

Par contre, les résultats de commande par Mode de glissement flou-adaptatif a bien répondu aux objectifs ciblés ,en effet ,le phénomène de (chattering) a presque disparu ce qui est une chose remarquable dans la dynamique des erreurs de poursuite, alors l'implémentation pratique de telles commandes diminuera le risque de destruction des actionneurs.

Dans la partie teste de robustesse, Nous avons remarqué une sensibilité faibles des commandes vis-à-vis des des variations paramétriques et couple de charge qui sont des caractéristiques réelles de ce type de machines ,ce qui présente un avantage considérable lors de l'implémentation de ces commandes, on en déduire alors l'efficacité des types de commandes synthétisées pour le rejet de l'effet du couple de charge et des perturbations paramétriques, il suffit en effet de trouver les gains  $K_i$  convenables.

Cependant, en cas de défauts (on se contentait par l'introduction d'un défaut au stator pour le test de robustesse vis-à-vis aux défauts ), les commandes abordées ne peuvent plus garder les performances désirées même si on augmente la robustesse. d'où la nécessité d'une mise en place d'un système tolérant aux défauts actif capable de compenser l'effet des défauts par l'ajout d'un terme de compensation.

# Conclusion générale et perspectives

L'objectif principal de ce mémoire était la mise en place d'un système passive tolérant aux défauts (PFTC) d'une machine asynchrone à double alimentation intégrée dans une chaîne de conversion éolienne .

Les méthodes de synthèse de la commande tolérante aux défauts sont classées en deux grandes familles avec d'une part les méthodes passives et d'autre part les méthodes actives. La majorité des méthodes développées sont issues de la théorie de la commande dont l'objectif est d'améliorer les performances de la génératrice dans un système éolien en présence de défauts.

Les commandes nominales synthétisées par les différents types de commande à savoir la méthode de Lyapunov, par Mode de glissement, par Mode de glissement flou-adaptatif , ont pour but de préserver les performances du système de commande en présence de couple de charge et de perturbation paramétriques. Cependant, les simulations ont montré qu'en présence de défauts, la commande nominale ne préserve plus les performances désirées du système. Ceci nous a obligé à utiliser la technique FTC active par la méthode de Lyapunov qui rejette automatiquement l'effet des défauts régissant sur le système dès leur présence, Ces défauts sont modélisés par un système externe stable et autonome appelé ( écosystème) .

**Perspectives :** Afin d'améliorer ce modeste travail , on propose quelques perspectives qui seront utiles pour les gens qui travailleront dans le même contexte du sujet traité dans ce mémoire.

- L'implémentation matérielle de la méthode proposée et sa vérification expérimentale constitue une extension importante qui pourra être apporté à ce travail. Une approche analogue pour la prise en compte des défauts mécaniques et magnétiques est une autre perspective d'ouverture.
- L'utilisation de nouvelles commandes nominales, comme les commandes  $H_\infty$ , commande adaptative ... etc ;
- Développement des autres méthodes de diagnostic performantes afin d'obtenir une meilleure rapidité et précision sur l'estimation des fréquences des défauts.
- L'implémentation en temps réel de la commande du système étudié sur des cartes

numériques.

- Établissement d'un modèle de la MADA prenant en compte la saturation magnétique ;
- Mettre en œuvre des convertisseurs de puissances (onduleur triphasé, redresseur triphasé) .

# Annexe

- Paramètres de la turbine éolienne utilisée :

- Nombre de pales :  $= 3$  ;
- Longueur d'une pale :  $R = 3m$  ;
- Inertie de la turbine :  $J_{turbine} = 0.042kg.m^2$  ;
- Gain du multiplicateur :  $G = 5.4$  ;
- Coefficient de viscosité :  $f = 0.017$  ;
- Puissance nominale :  $P_{elec} = 10kW$  ;
- Vitesse nominale :  $\Omega_{mec} = 1500tr/min$  .

- Paramètres de la MADA :

Valeurs nominales : 4,5 kW ; 220/380V-50Hz ; 15/8,6A ; 1440 tours/min ; p = 2

- Résistance statorique :  $R_s = 1.2\Omega$  ;
- Résistance rotorique :  $R_r = 1.8\Omega$  ;
- Inductance mutuelle :  $M = 0.15H$  ;
- Inductance cyclique statorique :  $L_s = 0.1554H$  ;
- Inductance cyclique rotorique :  $L_r = 0.1568H$  ;
- Inertie de la MADA :  $J_g = 0.2kg.m^2$  ;
- Coefficient de frottement :  $f = 0.001N.m.s/rad$  .

- Paramètres de la cascade éolienne :

- Les tensions du réseau sont équilibrées d'amplitude 220 V ;
- La ligne est caractérisée par une résistance  $R = 0.25\Omega$  et une inductance  $L = 1mH$  ;
- La tension référence du redresseur :  $U_{red.ref} = 700V$  ;
- La largeur de la bande d'hystérésis est  $\Delta i = 0.01A$  ;
- La capacité du filtrage C est  $C = 1mF$  ;
- Le gain du multiplicateur de la turbine : 8.

# Bibliographie

- [1]B. Multon, X. Roboam, B. Dakyo, C. Nichita, O. Gergaud, H. Ben Ahmed. "Aérogénérateurs électriques". Techniques de l'ingénieur, D3960, 2004.
- [2]B. Paluch. "Introduction à l'énergie éolienne ". Revue REE, no. 5, pp. 35-50, Mai 2005.
- [3]B. Robyns, A. Davigny, C. Saudemont, A. Ansel, V. Courtecuisse, B. François, S. Plumel, J. Deuse . "Impact de l'éolien sur le réseau de transport et la qualité de l'énergie ". Revue J3Ea, vol. 5, Hors Série 1, EDP Science, 2006.
- [4]F. POITIER. "Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne ". Thèse de Doctorat, Université de Nantes, Décembre 2003.
- [5]A.Mirecki. "Etude Comparative de chaînes de Conversion d'Energie Dédiées à une Eolienne de Petite Puissance ". Thèse de doctorat, Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [6]B. Multon. "Energie électrique : les enjeux".Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2008.
- [7]T. Ackermann. "« Wind power in power systems". Wiley, 2005.
- [8]N. Laverdure, D. Roye, S. Bacha, R. Belhomme. " Technologie des systèmes éoliens –Intégration dans les réseaux électriques ". Revue 3EI, no. 39, pp. 14-25, décembre 2004.
- [9]S. El Aimani, B. François, B. Robyns, F. Minne. "Modeling and Simulation of Doubly Fed Induction Generators for Variable Speed Wind Turbines integrated in a Distribution Network ". 10th European Conference on Power Electronics and Applications : (EPE 2003), Toulouse, France, CD, ISBN 90- 75815-07-7, 2 – 4September 2003.
- [10]L. KHTTACHE . "Etude et commande d'un système Eolien à base d'une Machine Electrique Double Alimentée ". Thèse de magister université de Batna ,2007.
- [11]A. Atounzi . "« Utilisation de l'énergie éolienne dans la production d'électricité ". La Revue 3EI n20, mars 2000, pp. 24 – 38.
- [12]B. Francois, B. Robyns, E. De Jaeger, F. Minne . "Technologies d'éolienne de forte puissance connectée au réseau de moyenne tension ". Revue REE, no. 5, pp 65-74, Mai 2005.

- [13]Y. Tang, L. Xu . "A Flexible Active and Reactive Power Control Strategy for a Variable Speed Constant Frequency Generating System". IEEE transaction on power electronics, vol. 10, no. 4, pp. 472-478, July 1995.
- [14]Christophe COMBASTEL . "Méthode d'Aide à la Décision pour la Détection et la Localisation de Défauts dans les Entraînements Electriques ". Thèse de doctorat, INPG, 2000.
- [15]Mickaël RODRIGUES . "Diagnostic Et Commande Active Tolérante Aux Défauts Appliqués Aux Systèmes Décrits Par Des Multi-Modèles Linéaires ". thèse de doctorat, UHP Nancy, 2005.
- [16]Messaoud CHAKIR . "Commande Robuste Tolérante aux Défauts Application à la MSAP". Thèse de magister, ENP Alger, 2006.
- [17]WU, N. E . "Reliability of fault tolerant control systems Part I and II". In : Proc. of the 40th IEEE Conf. on Decision and Control, Orlando, USA, 2001.
- [18]R.J PATTON . "Fault-tolerant control".the 1997 situation. In : Proc. IFAC Symposium Safeprocess, Kingston Upon Hull, U.K. Vol. 2. pp. 1033–1055, 1997.
- [19]M. Rodrigues. "Diagnostic et Commande active Tolérante aux Défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires". Thèse de doctorat ,Université Henri Poincaré,Nancy 1 ,2005.
- [20]S. El Aimani. "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension ".thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lille, 2004.
- [21]S. Muller, M. Deicke, R. W.De Doncker. "Doubly-Fed Induction Generators Systems for Wind Turbines ".IEEE Industry Applications Magazine, May-June 2000.
- [22]A. Beugnietz, T. Ghennam, B. François, E. M. Berkouk, B. Robyns. "Centralized supervision of reactive power generation for a wind farm".12th European conference on power electronics and applications (EPE 2007), Aalborg, Denmark 02-05, September 2007.
- [23]A. BOYETTE. "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production d'énergie éolienne".Thèse de doctorat, Nancy I 2006.
- [24]I. BOLDEA. "Variable speed generators ".Taylor Francis 2006.
- [25]F. MERRAHI. "Alimentation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation (application à l'énergie éolienne)".Mémoire de Magister ENP 2007.
- [26]R. KRISHNAN. " Electric motor drives modeling, analysis and control".Prentice Hall, 2001.
- [27]O. Chee-Mun. "Dynamic simulation of electric machinery using matlab/Simulink".Printice hall, 1998.

- [28]M. Abid. *"Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI"*.Thèse de doctorat d'état en Electrotechnique, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [29]H. Amimeur. *"Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement"*.Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2008.
- [30]R. Casimir. *"Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes"*.Thèse doctorat, Ecole centrale de Lyon, décembre 2003.
- [31]H,Razik .G,Didier. *"Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone"*.Université Henry Poincaré, Nancy 1, 7 Janvier 2003.
- [32]S.M.A,Cruz.A.J.M,Cardoso. *"Rotor Cage Fault Diagnosis in Voltage Source Inverter-Fed Induction Motors, by the extended Park's Vector Approach"*.Gijon,Spain, pp.105-109, September 1999.
- [33]S. Nandi, H. A. Toliyat, and L. Xiaodong. *"Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review"*.IEEE Trans. Energy Convers, vol. 20(no. 4) :pp. 719–729,December 2005.
- [34]G. B. Kliman, W. J. Premerlani, R. A. Koegl, and D. Hoeweler. *"A new approach to on-line fault detection in ac motors. In Proc"*.IEEE Industry Applications Soc. Annual Meeting Conf., pages pp. 687–693, San Diego, CA,1996.
- [35]W. T. Thomson and R. J. Gilmore. *"Motor current signature analysis to detect faults in induction motor drives-fundamentals, data interpretation, and industrial case histories"*.In Proceedings of the 32nd Turbomachinery Symposium, pages pp. 145–156,Houston, TX, USA, Sep. 8-11 2003.
- [36]A. Barbour and W. T. Thomson. *"Finite element study of rotor slot designs with respect to the current monitoring for detecting static airgap eccentricity in squirrel-cage induction motor"*. In Proc. IEEE Industry Applications Soc. Annual Meeting Conf,volume vol. 1, pages pp 112–119, New Orleans, Louisiana, Oct. 5-9 1997.
- [37]D. G. Dorrell,W. T. Thomson, and S. Roach. *"Analysis of airgap flux, current, vibration signals as a function of the combination of static and dynamic eccentricity in 3-phase induction motors"*.IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33(no. 1) :pp. 24 34, 1997.
- [38]J. R. Cameron, W. T. Thomson, and A. B. Dow. *"Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors"*.Proc. Inst. Elect. Eng. B, vol. 133(no.3) :pp. 155–163, May 1986.
- [39]R. A. Collacott. *"Vibration Monitoring and Diagnosis"*.pages pp. 109–111, Wiley, New York, 1979.

- [40]A. H. Bonnett. "Cause and analysis of anti-friction bearing failures in a.c. induction motors".IEEE Industry Applications Society Newsletter, pages pp. 14–23, Sep./Oct.1993.
- [41]A.MEGHNOUS, M.MEKRACHE. "Diagnostic des défauts de la machine asynchrone".Mémoire de fin d'études, ENP, 2009.
- [42]T.M,Laleg. "Contribution aux Méthodes de Diagnostic à Base d'Observateurs et à la Commande Tolérante aux Défauts Application à la Machine Asynchrone et au Robot SCARA".PFE, Spécialité Automatique, ENP, Alger, Juin 2004.
- [43]S,Chaouch.M.S,Naït-Saïd. "A comparison of model reference adaptive and sliding mode observer for rotor time constant estimation in an induction motor ".Conference Proceeding, topic 1Electrical Systems and Modern Applications, pp 291 – 301, Al-Baha, May 2004.
- [44]A. Paoli, L. Marconi and C. Bonivento. "A Fault-Tolerant strategy for Induction Motors".40th IEEE Conference on decision and control, USA, December 2001.
- [45]O.Benzineb. "Diagnostic et Commande Tolérante aux Défauts de la Machine asynchrone et des Convertisseurs Multicellulaires Séries".Thèse de doctorat, ENP,2010.
- [46]K. Eftichios, K. Kostas. "Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications".IEEE transaction on industrial electronics, vol. 53, no. 2, April 2006.
- [47]K. Tan and S. Islam. "Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors".IEEE Transaction on energy Conversion,vol. 19, no. 2, pp. 392-399, June 2004.
- [48]A. G. Abo-Khalil, D.C. Lee. "MPPT Control of wind generation Systems based on estimated wind speed using SVR".IEEE Transaction on industrial electronics, vol. 55, no. 3,Mars 2008.
- [49]S.M. MUYEEN, J. TAMURA, T. MURATA. "Stability augmentation of a grid-connected wind farm ".Springer 2009.
- [50]S. EL AIMANI. "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension".Thèse de doctorat, École Centrale De Lille 2004.
- [51]V. ROGEZ. "« Modélisation simplifiée de sources de production décentralisée pour des études de dynamique des réseaux. Application à l'intégration d'une production éolienne dans un réseau de distribution insulaire".Thèse de Doctorat, Université D'Artois 2004.