

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique  
Département d'Automatique  
Laboratoire de Commande des Processus



# Thèse

## de Doctorat en Sciences

**Spécialité : Automatique**

Présentée par :  
**BOUNADJA El Hadj**  
Magister en Electrotechnique, Univ. HBB, Chlef

### Thème

## COMMANDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION EN REGIME SATURE

Thèse soutenue publiquement le 03/01/2017, devant le Jury d'examen suivant :

<i>Président :</i>	MEKHTOUB Said	Professeur	ENP d'Alger
<i>Directeurs de thèse :</i>	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur	ENP d'Alger
	DJAHBAR Abdelkader	MC. A.	Univ. HBB, Chlef
<i>Examineurs :</i>	- BOUDJEMA Farès	Professeur	ENP d'Alger
	- BELMADANI Bachir	Professeur	Univ. HBB. Chlef
	- MOULAHOUAM Samir	Professeur	Univ. YF, Médéa
	- BENZINEB Omar	MC. A.	Univ. SD, Blida

ENP 2017



République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique  
Département d'Automatique  
Laboratoire de Commande des Processus



# Thèse

## de Doctorat en Sciences

**Spécialité : Automatique**

Présentée par :  
**BOUNADJA El Hadj**  
Magister en Electrotechnique, Univ. HBB, Chlef

### Thème

## COMMANDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION EN REGIME SATURE

Thèse soutenue publiquement le 03/01/2017, devant le Jury d'examen suivant :

<i>Président :</i>	MEKHTOUB Said	Professeur	ENP d'Alger
<i>Directeurs de thèse :</i>	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur	ENP d'Alger
	DJAHBAR Abdelkader	MC. A.	Univ. HBB, Chlef
<i>Examineurs :</i>	- BOUDJEMA Farès	Professeur	ENP d'Alger
	- BELMADANI Bachir	Professeur	Univ. HBB. Chlef
	- MOULAHOUAM Samir	Professeur	Univ. YF, Médéa
	- BENZINEB Omar	MC. A.	Univ. SD, Blida

ENP 2017

# AVANT PROPOS

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

Je remercie profondément Monsieur **Mohand Oulhadj MAHMOUDI**, Professeur à l'ENP d'Alger, d'avoir dirigé cette thèse. Ses qualités scientifiques et humaines ont toujours été pour moi une source de motivation.

J'exprime mes remerciements à Monsieur **Abdelkader DJAHBAR**, Maître de Conférences à l'U.H.B.B de Chlef, d'avoir Co-dirigé cette thèse et pour ses conseils avisés.

Je remercie vivement Monsieur **Said MEKHTOUB**, Professeur à l'ENP d'Alger de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance.

Je tiens également à adresser, mes sincères remerciements à Monsieur **Farès BOUDJEMA**, Professeur à l'ENP d'Alger, à Monsieur **Bachir BELMADANI**, Professeur à l'U.H.B.B de Chlef, à Monsieur **Samir MOULAHOU**M, Professeur à l'U.Y.F de Médéa et à Monsieur **Omar BENZINEB**, Maître de Conférences à l'U.S.D de Blida pour avoir accepté la charge d'examineurs.

Je tiens à témoigner ma reconnaissance, à tous les enseignants du département d'Automatique de l'ENP d'Alger, en particulier les professeurs **Mohamed Seghir BOUCHERIT**, **Lazhari NEZLI** et **Mohamed TADJINE**.

Je suis très reconnaissant à Monsieur **Abdelhafidh MOUALDIA**, Maître de conférences à l'U.Y.F de Médéa pour son aide précieuse durant la période de la rédaction de cette thèse.

Mes remerciements vont également à tous mes collègues enseignants du département de l'électrotechnique de l'U.H.B.B de Chlef. Mes sincères remerciements vont aussi aux personnes qui m'ont aidé en contribuant, de près ou de loin, à l'aboutissement de ce travail. Qu'ils trouvent dans cette thèse une trace de ma reconnaissance. Je cite en particulier Monsieur **Zinelaabidine BOUDJEMA**, Maître de conférences à l'U.H.B.B de Chlef.

*A la mémoire de ma chère mère,  
A mon père,  
A ma femme,  
A mes enfants,  
A toutes la famille,  
Je dédie cette thèse.*

# RESUMES

## ملخص:

تناقش هذه الأطروحة النمذجة و التحكم في آلة لا تزامنية ثنائية التغذية مدمجة في نظام تحويل طاقة الرياح و تعمل في حالة تشبع مغناطيسي. نبدأ دراستنا بنمذجة التحكم في توربين الرياح بواسطة تطبيق تقنية تتبع القدرة الفعالة العظمى من أجل تزويد الشبكة الكهربائية. ثم قمنا باقتراح نماذج للآلة اللاتزامنية ثنائية التغذية في حالة التشبع المغناطيسي. من أجل ذلك نستعمل تقنية للأخذ بعين الاعتبار ظاهرة التشبع ثم يتم اختبارها. بعد ذلك، نقدم عدة طرق للتحكم في قدرة الآلة التي تعتمد على التحكم الشعاعي باستخدام منظم من نوع تناسبي- تكاملي تقليدي. نستعمل أيضا تقنية الوضع الإنزلاقي ذو الرتبة الأولى و الثانية اللتين أثبتنا فعاليتهما من أجل تحسين خصائص الآلة من حيث التتبع و تأثير التشبع. الفصل الأخير من دراستنا ينقسم إلى جزأين، في الجزء الأول نقترح شكل جديد في التحكم المباشر لعزم المزدوجة بواسطة منظمات الوضع الإنزلاقي ذو الرتبة الثانية و التي أثبتت نجاعتها في تخطي تغيرات معاملات الآلة و حساسيتها تجاه ظاهرة التشبع و الجزء الثاني مخصص لتزويد نظام تحويل طاقة الرياح بوحدة تخزين ذات مدى بعيد (بطاريات). استعمال هذه الأخيرة يحافظ على القدرة المحولة للشبكة الكهربائية في حالة التخزين أو التفريغ وفقا لتغيرات الرياح. النتائج المحصلة أثبتت أهمية وحدة التخزين المستعملة لهذا النوع من الأنظمة.

## كلمات مفتاحية :

تحكم مباشر في عزم المزدوجة، طاقة الرياح، آلة لا تزامنية ثنائية التغذية، الوضع الإنزلاقي ذو الرتبة الأولى والثانية، حالة تشبع، تخزين.

## Abstract:

This thesis deals with the modeling and control of a Doubly-Fed Induction Machine (DFIM) integrated into a wind energy conversion system and working in saturated state. We start our study with the modeling and control of the wind turbine. A strategy called MPPT, allows providing maximum active power generated to the grid, is also applied. The second chapter is devoted to modeling the DFIM in saturated state. A technical to incorporate the saturation in machine modeling is presented and validated. In the third chapter, we will discuss different control strategies based on field oriented control applied to the DFIM using a conventional PI controller. Robust controllers by 1<sup>st</sup> and 2<sup>nd</sup> Order Sliding Mode control are also applied in order to improve the DFIM performances in terms of sensitivity to the saturation effect. The last chapter is divided into two parts; first, we propose a new direct torque control structure combined with 2<sup>nd</sup> Order Sliding Mode Control. This technique we called DTC-SOSMC has shown its robustness against parametric variations and efficiency to overcome the saturation effect. The second part of this chapter is dedicated to the use of a long-term storage system (batteries). The introduction of the storage unit keeps the power provided to the grid constant by returning or storing according to the variation of wind. The simulation results showed the usefulness of the storage unit for this type of systems.

## Key words:

Doubly Fed Induction Machine (DFIM), Direct Torque Control (DTC), Energy storage, First and Second Order Sliding Mode Control (SMC and SOSMC), Saturated state, Wind energy.

## Résumé :

Cette thèse traite la modélisation et la commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) intégrée dans un système de conversion d'énergie éolienne et fonctionnant en régime saturé. Nous commençons notre étude par la modélisation et la commande de la turbine éolienne avec l'application de la stratégie appelée MPPT qui permet de fournir le maximum de puissance active produite au réseau électrique. Ensuite, une modélisation de la MADA en régime saturée a été proposée. Ainsi, une technique d'introduction de la saturation magnétique dans la modélisation de la MADA est présentée et validée. De plus, il a été exposé des différentes stratégies de commandes en puissance basées sur le contrôle vectoriel utilisant un régulateur de type PI conventionnel. Des régulateurs robustes par mode glissant d'ordre 1 et d'ordre 2 sont aussi appliqués afin d'améliorer les performances de la MADA en termes de poursuite et la sensibilité à l'effet de la saturation. Enfin, la dernière partie du travail qui est divisée en deux volets, le premier volet concerne une nouvelle structure de commande directe du couple combinée avec des régulateurs par mode glissant d'ordre 2. Cette technique que nous avons appelée DTC-SOSMC a montrée sa robustesse vis-à-vis les variations paramétriques et son efficacité de surmonter l'effet de saturation. Le deuxième volet est dédié à l'utilisation d'un système de stockage à long terme (batteries). La mise en place de cette dernière permet de maintenir la puissance fournie au réseau électrique constante en stockant ou en restituant selon la variation du vent. Les résultats de simulation obtenus ont montrés l'utilité de l'unité de stockage pour ce type de systèmes.

## Mots clés :

Commande Directe du Couple (DTC), Energie éolienne, Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), Mode glissant d'ordre un et d'ordre deux, Régime saturé, Stockage d'énergie.

# TABLE DES MATIERES

Liste des abréviations et symboles	
Liste des figures et tableaux	
Introduction générale.....	19
<b>Chapitre 1 : Modélisation et stratégie de commande de la turbine éolienne</b>	
1.1 Introduction.....	24
1.2 Notions générales sur les éoliennes.....	24
1.2.1 Définition de l'énergie éolienne.....	24
1.2.2 Conversion de l'énergie éolienne.....	25
1.2.3 Les différents types d'éoliennes.....	26
1.2.3.1 Eoliennes à axe vertical (VAWT).....	26
1.2.3.2 Eoliennes à axe horizontal (HAWT).....	27
1.2.4 Principaux composants d'une éolienne.....	27
1.3 Configuration électrique d'un aérogénérateur.....	30
1.3.1 Eolienne à vitesse fixe.....	30
1.3.2 Eolienne à vitesse variable.....	31
1.3.2.1 Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice synchrone.....	31
1.3.2.2 Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice asynchrone.....	32
1.3.2.3 Eolienne utilisant une génératrice asynchrone à double alimentation.....	33
1.4. Synthèse des différentes éoliennes.....	33
1.4.1 Comparaison entre les deux types de fonctionnement.....	33
1.4.2 Avantages et inconvénients entre différentes éoliennes.....	33
1.5 Modélisation de la turbine éolienne .....	34
1.5.1 Hypothèses simplificatrices.....	35
1.5.2 Modèle aérodynamique des pales.....	35
1.5.2.1 Modèle analytique du coefficient de puissance.....	36
1.5.2.2 Modèle de la partie mécanique.....	38
1.5.2.3 Modèle du multiplicateur.....	39
1.5.2.4 Modèle de l'arbre mécanique.....	39
1.6 Stratégie de commande de la turbine éolienne.....	41
1.6.1 Principe d'extraction du maximum de la puissance du vent.....	41

1.6.2 Stratégie de contrôle MPPT appliquée à la turbine éolienne.....	42
1.6.2.1 Régulateur de vitesse de type PI.....	43
1.6.2.2 Régulateur de vitesse de type mode de glissement d'ordre deux (SOSMC).....	44
1.7 Résultat de simulation.....	45
1.8 Conclusion.....	48

## **Chapitre 2 : Modélisation de la MADA en régime saturé**

2.1 Introduction.....	50
2.2 Description et modes de fonctionnement de la MADA.....	50
2.2.1 Description.....	50
2.2.2 Modes de fonctionnement de la MADA.....	51
2.2.2.1 Fonctionnement en moteur hypo-synchrone.....	51
2.2.2.2 Fonctionnement en moteur hyper-synchrone.....	51
2.2.2.3 Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone.....	52
2.2.2.4 Fonctionnement en génératrice hyper-synchrone.....	52
2.3 Configuration du mode de fonctionnement de la MADA.....	53
2.3.1 Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur.....	53
2.3.2 Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs.....	54
2.3.3 Fonctionnement en génératrice avec un seul convertisseur.....	54
2.4 Modèle de la MADA en régime non saturé.....	55
2.4.1 Modèle de la MADA dans le repère triphasé .....	55
2.4.2 Modèle de la MADA dans le repère de Park.....	57
2.5 Modélisation de la MADA en régime saturé.....	60
2.5.1 Modèle de la MADA en tenant compte de la saturation du flux magnétisant.....	62
2.5.2 Modèle de la MADA en tenant compte de la saturation du flux magnétisant et des flux de fuite.....	63
2.6 Validation des modèles proposés par simulation.....	64
2.6.1 Lors d'un démarrage direct.....	66
2.6.2 Lors d'une chute de tension aux bornes de la machine.....	67
2.6.3 Lors d'un court-circuit aux bornes de la machine.....	67
2.7 Modélisation des convertisseurs de puissance.....	71
2.7.1 Description des composants du système d'alimentation de la MADA.....	71
2.7.2 Modélisation du convertisseur côté machine (CCM).....	71
2.7.2.1 Modélisation de l'onduleur de tension.....	72
2.7.2.2 Commande de l'onduleur de tension.....	73

2.8 Conclusion.....	75
<b>Chapitre 3: Stratégies de commandes en puissances appliquées à la MADA en régime saturé</b>	
3.1 Introduction.....	77
3.2 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique.....	77
3.3 Commande découplée en puissances de la MADA .....	80
3.3.1. Méthode directe.....	81
3.3.2. Méthode indirecte.....	82
3.3.3. Synthèse du régulateur PI.....	82
3.3.4 Commande découplée en puissances de la MADA en régime saturé.....	84
3.3.5 Résultats de simulation.....	84
3.3.5.1 Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation .....	84
3.3.5.2 Test de robustesse.....	90
3.4 Commande en puissances par mode glissant d'ordre un (SMC) de la MADA.....	92
3.4.1 Choix des gains $k_1$ et $k_2$ .....	95
3.4.1.1 Choix du gain $k_1$ .....	95
3.4.1.2 Choix du gain $k_2$ .....	95
3.4.2 Résultats de simulation.....	96
3.4.2.1 Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation .....	96
3.4.2.2 Test de robustesse.....	99
3.5 Commande en puissances par mode glissant d'ordre deux (SOSMC) de la MADA.....	101
3.5.1 Condition de convergence.....	102
3.5.2 Résultats de simulation.....	102
3.5.2.1 Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation.....	102
3.5.2.2 Test de robustesse.....	106
3.6 Essai avec le système de conversion complet.....	107
3.7. Conclusion.....	111
<b>Chapitre 4 : DTC-SOSMC d'une MADA en régime saturé associée à un système de stockage</b>	
4.1. Introduction.....	113
4.2 Contrôle directe du couple classique (DTC-C) appliquée à la MADA.....	114
4.2.1 Principe de la DTC-C.....	114
4.2.2 Représentation du vecteur de tension de commande appliquée à la MADA.....	114
4.2.3 Stratégie de Takahashi.....	116

---

4.2.4	Contrôle du flux rotorique.....	116
4.2.5	Contrôle du couple électromagnétique.....	117
4.2.6	Estimation du flux et du couple.....	118
4.2.7	Elaboration des tables de commutation.....	119
4.2.8	Structure de la DTC-C appliquée à la MADA.....	120
4.3	Contrôle directe du couple basé sur un régulateur de type PI (DTC-PI).....	121
4.3.1	Principe de la DTC-PI.....	121
4.3.2	Contrôle du flux rotorique et du couple électromagnétique.....	121
4.3.2.1	Contrôle du flux rotorique.....	122
4.3.2.2	Contrôle du couple électromagnétique.....	123
4.3.3	Estimation du flux et du couple.....	124
4.3.4	Structure de la DTC-PI.....	125
4.4	DTC basée sur des régulateurs à mode glissant d'ordre deux (DTC-SOSMC).....	125
4.4.1	Structure de la DTC-SOSMC.....	125
4.4.2	Contrôle du flux rotorique et du couple électromagnétique.....	126
4.5	Résultat de simulation.....	128
4.5.1	Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation.....	129
4.5.2	Test de robustesse.....	133
4.6	Essai avec le système de conversion complet.....	135
4.7	DTC-SOSMC associée à une unité de stockage d'une MADA.....	138
4.7.1	Stockage à court terme.....	138
4.7.2	Stockage à long terme.....	139
4.7.3	Modélisation de l'unité de stockage.....	139
4.7.4	Contrôle de l'unité de stockage.....	141
4.7.5	Résultats de simulation.....	142
4.8	Conclusion.....	145
	<b>Conclusion générale</b> .....	146
	<b>Références bibliographiques</b> .....	149
	<b>Annexes</b> .....	159
	Annexe A : Loi de Betz pour la conversion de l'énergie cinétique du vent.....	159
	Annexe B : Commande par mode glissant : concepts de base.....	161
	Annexe C : Paramètres du système de conversion d'énergie éolienne utilisés.....	170

# LISTE DES ABREVIATIONS ET SYMBOLES

## 1. ABREVIATIONS

<b>MADA</b>	<b>M</b> achine <b>A</b> synchrone à <b>D</b> ouble <b>A</b> limentation,
<b>MAS</b>	<b>M</b> achine <b>A</b> synchrone triphasée
<b>MS</b>	<b>M</b> achine <b>S</b> ynchrone triphasée
<b>GS</b>	<b>G</b> énératrice <b>S</b> ynchrone triphasée
<b>VAWT</b>	<b>V</b> ertical <b>A</b> xis <b>W</b> ind <b>T</b> urbine (Turbine éolienne à axe vertical),
<b>HAWT</b>	<b>H</b> orizontal <b>A</b> xis <b>W</b> ind <b>T</b> urbine (Turbine éolienne à axe horizontal),
<b>CCM</b>	<b>C</b> onvertisseur <b>C</b> oté <b>M</b> achine,
<b>CCR</b>	<b>C</b> onvertisseur <b>C</b> oté <b>R</b> éseau,
<b>MLI</b>	<b>M</b> odulation de <b>L</b> argeur d' <b>I</b> mpulsion,
<b>PI</b>	<b>P</b> roportionnel <b>I</b> ntégral,
<b>DFIG</b>	<b>D</b> oubly <b>F</b> ed <b>I</b> nduction <b>G</b> enerator,
<b>AC</b>	<b>A</b> lternating <b>C</b> urrent,
<b>DC</b>	<b>D</b> irect <b>C</b> urrent,
<b>PWM</b>	<b>P</b> ulse <b>W</b> idth <b>M</b> odulation,
<b>MPPT</b>	<b>M</b> aximum <b>P</b> ower <b>P</b> oint <b>T</b> racking,
<b>SMC</b>	<b>S</b> liding <b>M</b> ode <b>C</b> ontrol (Commande à mode glissant),
<b>SOSMC</b>	<b>S</b> econd <b>O</b> rdre <b>S</b> liding <b>M</b> ode <b>C</b> ontrol (Commande à mode glissant d'ordre 2),
<b>DTC</b>	<b>D</b> irect <b>T</b> orque <b>C</b> ontrol (commande directe du couple),
<b>DTC-C</b>	<b>DTC</b> <b>C</b> lassique,
<b>DTC-PI</b>	<b>DTC</b> basée sur un régulateur <b>PI</b> ,
<b>DTC-SOSMC</b>	<b>DTC</b> basée sur un régulateur à mode glissant d'ordre 2 ( <b>SOSMC</b> ).

## 2. SYMBOLES

### - Symboles spécifiques à la turbine :

$v$	(m/s)	Vitesse du vent,
$m$	(Kg)	Masse de l'air,
$P_t$	(W)	Puissance aérodynamique de la turbine,

$P_v$	(W)	Puissance théorique maximale extractible d'un vent non perturbé,
$\rho$	(Kg/m <sup>3</sup> )	Masse volumique de l'air en température ambiante (15°C),
$S$	(m <sup>2</sup> )	Surface circulaire balayée par la turbine $S = \pi.R^2$ ,
$C_p$	(-)	Coefficient de puissance,
$C_{pmax}$	(-)	Coefficient de puissance relatif à l'extraction maximale de puissance,
$\Omega_t$	(rad/s)	Vitesse mécanique de la turbine,
$\Omega_g$	(rad/s)	Vitesse mécanique de la génératrice,
$\Omega_{t\_réf}$	(rad/s)	Vitesse de référence de la turbine,
$\Omega_{g\_réf}$	(rad/s)	Vitesse de référence de la génératrice,
$R$	(m)	Longueur d'une pale (Rayon de l'éolienne),
$G$	(-)	Gain du multiplicateur,
$\lambda$	(-)	Vitesse relative,
$\lambda_{opt}$	(-)	Vitesse relative optimale,
$\beta$	(deg)	Angle de calage des pales,
$C_g$	(N.m)	Couple mécanique sur l'arbre de la génératrice,
$C_t$	(N.m)	Couple mécanique disponible sur l'arbre lent de la turbine,
$C_{em}$	(N.m)	Couple électromagnétique de la génératrice,
$C_{em\_réf}$	(N.m)	Couple électromagnétique de référence,
$C_{em\_est}$	(N.m)	Couple électromagnétique estimé,
$J_t$	(Kg.m <sup>2</sup> )	Moment d'inertie de la turbine,
$J_g$	(Kg.m <sup>2</sup> )	Moment d'inertie de la génératrice,
$J$	(Kg.m <sup>2</sup> )	Moment d'inertie totale de l'ensemble « turbine + génératrice »,
$f_v$	(N.m.s/rad)	Coefficient dû aux frottements visqueux de la génératrice,
$R_\Omega$	(-)	Régulateur pour l'asservissement de la vitesse mécanique de l'éolienne,
$K_{p\Omega}$	(-)	Composante proportionnelle du correcteur $R_\Omega$ (Boucle vitesse MPPT),
$K_{i\Omega}$	(-)	Composante intégrale du correcteur $R_\Omega$ (Boucle vitesse MPPT).

- **Symboles spécifiques à la MADA :**

$R_s$	( $\Omega$ )	Résistance statorique par phase,
$R_r$	( $\Omega$ )	Résistance rotorique par phase,
$L_s$	(H)	Inductance cyclique statorique par phase,
$L_r$	(H)	Inductance cyclique rotorique par phase,
$L_m$	(H)	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor),

$L_{ms}$	(H)	Inductance cyclique mutuelle saturée (entre stator et rotor),
$l_s$	(H)	Inductance propre d'une phase statorique,
$L_{s\sigma}$	(H)	Inductance de fuite statorique
$L_{s\sigma s}$	(H)	Inductance de fuite statorique saturée
$L_{r\sigma}$	(H)	Inductance de fuite rotorique saturée
$L_{r\sigma}$	(H)	Inductance de fuite rotorique
$l_r$	(H)	Inductance propre rotorique par phase,
$\sigma$	(-)	Coefficient de dispersion,
$p$	(-)	Nombre de paires de pôles,
$J$	(kg.m <sup>2</sup> )	Moment d'inertie,
$f_v$	(N.m.s/rd)	Coefficient de frottement visqueux,
$C_{em}$	(N.m)	Couple électromagnétique,
$K_{sm}$	(-)	Facteur de saturation du flux magnétisant
$K_{s\sigma s}$	(-)	Facteur de saturation de fuite statorique
$K_{r\sigma r}$	(-)	Facteur de saturation de fuite rotorique.

- **Symboles spécifiques aux repères :**

$(s_a, s_b, s_c)$	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statorique,
$(r_a, r_b, r_c)$	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques,
$(d, q)$	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme),
$(\alpha, \beta)$	Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator),
$\theta$ (rad)	Position angulaire du rotor par rapport au stator,
$\theta_s$ (rad)	Position angulaire du stator par rapport à l'axe $(d)$ ,
$\theta_r$ (rad)	Position angulaire du rotor par rapport à l'axe $(d)$ .

- **Grandeurs électriques au stator :**

$v_{s a, b, c}$	(V)	Tensions statoriques triphasées,
$v_{s d, q}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$v_{s \alpha, \beta}$	(V)	Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$i_{s a, b, c}$	(A)	Courants statoriques triphasées,
$i_{s d, q}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$i_{s \alpha, \beta}$	(A)	Vecteur des courants statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,

$i_m$	(A)	Courant magnétisant
$i_{md}$	(A)	courant magnétisant suivant l'axe d
$i_{mq}$	(A)	courant magnétisant suivant l'axe q
$P_s$	(W)	Puissance active statorique,
$Q_s$	(Var)	Puissance réactive statorique.

- **Grandeurs électriques au rotor :**

$v_{r a, b, c}$	(V)	Tensions statoriques triphasées,
$v_{r d, q}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$v_{r \alpha, \beta}$	(V)	Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$i_{r a, b, c}$	(A)	Courants statoriques triphasées,
$i_{r d, q}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$i_{r \alpha, \beta}$	(A)	Vecteur des courants statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ .

- **Grandeurs magnétiques**

$\psi_{s a, b, c}$	(Wb)	Vecteur de flux magnétiques au stator,
$\psi_{s \alpha, \beta}$	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$\psi_{s d, q}$	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$ .
$\psi_{r a, b, c}$	(Wb)	Vecteur de flux magnétiques au rotor,
$\psi_{r \alpha, \beta}$	(Wb)	Flux rotoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$\psi_{r d, q}$	(Wb)	Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$ .
$\psi_m$	(Wb)	Flux magnétisant (mutuel)

- **Grandeurs mécaniques :**

$\omega_m$	(rad/s)	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation,
$\omega_n$	(rad/s)	Pulsation électrique correspondante à la vitesse nominale de rotation,
$\omega_s$	(rad/s)	Pulsation électrique des grandeurs statoriques,
$\omega_r$	(rad/s)	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (Pulsation de glissement),
$g$	(-)	Glissement de la vitesse de rotation,
$f_s$	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs statoriques,
$f_r$	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs rotoriques,
$\Omega_m$	(rad/s)	Vitesse mécanique de rotation : $\Omega = \omega/p$ ,

$N$  (tr/min) Vitesse mécanique de rotation :  $N = 30 \Omega / \pi$ ,

$N_n$  (tr/min) Vitesse mécanique nominale de rotation.

- **Transformations :**

$s$  Opérateur de Laplace,

- **Grandeurs de commande de la MADA :**

$P_{s\_réf}$  (W) Consigne de la puissance active statorique,

$Q_{s\_réf}$  (Var) Consigne de la puissance réactive statorique,

$v_{rd\_réf}, v_{rq\_réf}$  (V) Tensions rotoriques de référence dans le repère  $(d, q)$ ,

$K_p, K_i$  (–) Composantes proportionnelle et intégrale du correcteur PI,

$S(X)$  (–) Surface de glissement d'une variable à réguler,

$S_1$  (W) Surface de glissement de la puissance active statorique,

$S_2$  (Var) Surface de glissement de la puissance réactive statorique,

$r$  (–) Degré relatif de la surface de glissement,

$v_{qr}^n, v_{dr}^n$  (V) Composantes normales des tensions rotoriques,

$v_{qr}^{eq}, v_{dr}^{eq}$  (V) Composantes équivalentes des tensions rotoriques,

$\alpha_i, \beta_i$  (–) Gains de la commande par mode glissant d'ordre 2.

- **Symboles spécifiques à l'unité de stockage :**

$P_{stockée}$  (W) Puissance active stockée,

$P_{ext}$  (W) Puissance extractible de la turbine éolienne,

$P_{réseau}$  (W) Puissance fournie au récepteur d'énergie,

$W_{stockée}$  (Wh) Energie stockée,

$P_{stockée\_réf}$  (W) Puissance de référence de l'unité de stockage,

# LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

## 1. LISTE DES FIGURES

### - Chapitre 1 :

Figure 1.1 :	Eolienne de pompage d'eau.....	25
Figure 1.2 :	Conversion de l'énergie cinétique du vent.....	25
Figure 1.3 :	Exemples de turbines éoliennes à axe vertical.....	26
Figure 1.4 :	Composants d'une turbine éolienne.....	28
Figure 1.5 :	Modèles de mâts d'éoliennes à axe horizontal.....	28
Figure 1.6 :	Eolienne à vitesse fixe utilisant une génératrice asynchrone.....	31
Figure 1.7 :	Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice synchrone.....	32
Figure 1.8 :	Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice asynchrone.....	32
Figure 1.9 :	Eolienne à vitesse variable utilisant une MADA.....	33
Figure 1.10 :	Système de conversion d'énergie éolienne .....	34
Figure 1.11 :	Coefficient de puissance $C_p$ en fonction de $\lambda$ pour différents $\beta$ .....	37
Figure 1.12 :	Puissance aérodynamique générée par la turbine éolienne.....	38
Figure 1.13 :	Modèle mécanique de la turbine éolienne.....	39
Figure 1.14 :	Schéma fonctionnel du modèle de la turbine .....	40
Figure 1.15 :	Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable.....	41
Figure 1.16 :	Contrôle MPPT de la vitesse mécanique de la turbine.....	43
Figure 1.17 :	Schéma bloc de la régulation de la vitesse mécanique par PI.....	43
Figure 1.18 :	Schéma bloc de la régulation de la vitesse mécanique par SOSMC .....	44
Figure 1.19 :	Profil du vent appliqué.....	46
Figure 1.20 :	Résultats de simulation de la MPPT appliquée à la turbine éolienne .....	47

### - Chapitre 2 :

Figure 2.1 :	Rotor d'une MADA.....	51
Figure 2.2 :	Fonctionnement de la MADA en moteur hypo-synchrone.....	51
Figure 2.3 :	Fonctionnement de la MADA en moteur hyper-synchrone.....	52
Figure 2.4 :	Fonctionnement de la MADA en génératrice hypo-synchrone.....	52
Figure 2.5 :	Fonctionnement de la MADA en génératrice hyper-synchrone.....	53
Figure 2.6 :	Fonctionnement de la MADA en en moteur alimenté par un seul onduleur.....	53
Figure 2.7 :	Fonctionnement de la MADA en moteur alimenté par un cyclo-convertisseur.....	54
Figure 2.8 :	Fonctionnement de la MADA en moteur alimenté par deux onduleurs.....	54
Figure 2.9 :	Fonctionnement de la MADA en génératrice alimentée par un seul convertisseur.....	55

<i>Figure 2.10 : Représentation de la MADA dans le repère triphasé.....</i>	56
<i>Figure 2.11 : Représentation de la MADA dans le repère de PARK.....</i>	58
<i>Figure 2.12 : Circuits équivalents de la MADA.....</i>	59
<i>Figure 2.13 : Courant magnétisant sur le repère (d,q).....</i>	63
<i>Figure 2.14 : Caractéristiques magnétisantes .....</i>	63
<i>Figure 2.15 : Schéma d'une MADA autopilotée par le rotor et entraînée par une turbine éolienne...</i>	65
<i>Figure 2.16 : Schéma bloc du calcul des inductances <math>L_{ms}</math>, <math>L_{sgs}</math> et <math>L_{rgs}</math>.....</i>	65
<i>Figure 2.17 : Réponses dynamiques d'une MADA lors d'un démarrage direct.....</i>	68
<i>Figure 2.18 : Réponses dynamiques d'une MADA dues à une chute de Tension statorique.....</i>	69
<i>Figure 2.19 : Réponses dynamiques d'une MADA dues à un court-circuit à ses bornes.....</i>	70
<i>Figure 2.20 : Composants du système d'alimentation de la MADA.....</i>	71
<i>Figure 2.21 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le rotor de la MADA.....</i>	72
<i>Figure 2.22 : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale.....</i>	73
<i>Figure 2.23 : Signal de commande 'S<sub>a</sub>' des interrupteurs de l'onduleur .....</i>	74
 <b>- Chapitre 3 :</b>	
<i>Figure 3.1 : Orientation de l'axe d sur le flux statorique.....</i>	78
<i>Figure 3.2 : Schéma bloc de la MADA.....</i>	81
<i>Figure 3.3 : Schéma bloc de la commande découplée directe de la MADA.....</i>	82
<i>Figure 3.4 : Schéma bloc de la commande découplée indirecte de la MADA .....</i>	82
<i>Figure 3.5 : Schéma bloc d'un système régulé par un PI.....</i>	83
<i>Figure 3.6 : Schéma bloc de la commande découplée en puissances d'une MADA en régime saturé</i>	85
<i>Figure 3.7 : Profil du vent appliqué.....</i>	86
<i>Figure 3.8 : Vitesse mécanique.....</i>	86
<i>Figure 3.9 : Profils de références des puissances active et réactive imposées dans la simulation.....</i>	86
<i>Figure 3.10 : Evolutions temporelles des facteurs de saturation de la MADA(commande découplée)</i>	87
<i>Figure 3.11 : Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation : Puissances active et réactive d'une MADA obtenues par la méthode directe.....</i>	88
<i>Figure 3.12 : Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation : Puissances active et réactive d'une MADA obtenues par la méthode indirecte.....</i>	88
<i>Figure 3.13 : Comparaison des écarts de puissances observés par rapport aux grandeurs de consignes entre les deux régimes de saturation (méthode directe indirecte).....</i>	89
<i>Figure 3.14 : Effet de la saturation sur les courants (méthode directe).....</i>	89
<i>Figure 3.15 : Effet de la saturation sur les courants (méthode indirecte).....</i>	90
<i>Figure 3.16 : Test de robustesse : Puissances active et réactive obtenues par la méthode directe de la MADA lors de la variation de 100% des résistances <math>R_s</math> et <math>R_r</math>.....</i>	91

Figure 3.17 :	Test de robustesse : Puissances active et réactive obtenues par la méthode indirecte de la MADA lors de la variation de 100% des résistances $R_s$ et $R_r$ .....	91
Figure 3.18 :	Test de robustesse : Ecart de puissances observés par rapport aux grandeurs de consignes entre les deux méthodes (méthode directe en bleu, indirecte en rouge).....	92
Figure 3.19 :	Schéma bloc de la commande par mode glissant d'ordre un appliquée à la MADA.....	94
Figure 3.20 :	Evolutions temporelles des Facteurs de saturation de la MADA (Commande SMC).....	97
Figure 3.21 :	Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation : Puissances active et réactive d'une MADA obtenus par SMC.....	98
Figure 3.22 :	Comparaison des écarts de puissances observés par rapport aux grandeurs de consignes entre les deux régimes de saturation (PI-indirecte, SMC).....	98
Figure 3.23 :	Effet de la saturation sur les courants (SMC).....	99
Figure 3.24 :	Test de robustesse : Puissances actives et réactives de la MADA obtenues par SMC lors de la variation de 100% de $R_s$ et $R_r$ .....	100
Figure 3.25 :	Comparaison des écarts sur les puissances active et réactive des deux méthodes de commande (CV-indirecte par PI et SMC) lors de la variation de 100% de $R_s$ et $R_r$ .....	100
Figure 3.26 :	Schéma bloc de la commande par mode glissant d'ordre deux appliquée à la MADA.	102
Figure 3.27 :	Evolution temporelles des facteurs de saturation d'une MADA (SOSMC).....	103
Figure 3.28 :	Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation : Puissances active et réactive d'une MADA commandée par SOSMC.....	104
Figure 3.29 :	Comparaison des écarts de puissances observés par rapport aux grandeurs de consignes entre les deux régimes de saturation (SMC en rouge, SOSMC en bleu).....	104
Figure 3.30 :	Effet de la saturation sur les courants (Commande SOSMC).....	105
Figure 3.31 :	Analyse harmonique des spectres des courants dans le cas de la commande par SMC.	105
Figure 3.32 :	Analyse harmonique des spectres des courants dans le cas de la commande par SOSMC.....	106
Figure 3.33 :	Test de robustesse :Puissances actives et réactives de la MADA obtenues par SOSMC lors de la variation de 100% des résistances $R_s$ et $R_r$ .....	107
Figure 3.34 :	Test de robustesse : Comparaison des écarts sur les puissances actives et réactives de la MADA de commandée par les deux méthodes (SMC et SOSMC).....	107
Figure 3.35 :	SOSMC appliquée à un système de conversion basé sur une MADA en régime saturé.	108
Figure 3.36 :	Vitesse du vent ( $V$ ), Vitesse mécanique ( $\Omega g$ ), Coefficient de puissance( $C_p$ ) et ratio de vitesse ( $\lambda$ ).....	109
Figure 3.37 :	Evolutions temporelles des facteurs de saturation de la MADA intégrée dans un système de conversion et commandée par SOSMC.....	109
Figure 3.38 :	Puissance active ( $P_s$ ), puissance réactive ( $Q_s$ ), Courant rotorique directe ( $i_{rd}$ ) et courant rotorique en quadrature ( $i_{rq}$ ).....	110
Figure 3.39 :	Courant statorique ( $i_s$ ), Courant rotorique ( $i_s$ ), Couple électromécanique ( $C_{em}$ ), Courant d'une phase statorique ( $i_{as}$ ) avec la tension du réseau.....	110

#### - Chapitre 4 :

Figure 4.1 :	Structure de base de la Commande Directe du Couple (DTC) d'une MAS standard.....	114
Figure 4.2 :	Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension.....	115

Figure 4.3 :	<i>Evolution de l'extrémité de <math>\psi_r</math> pour <math>R_r i_r</math> négligeable.....</i>	117
Figure 4.4 :	<i>Comparateur à hystérésis pour contrôler le module du vecteur flux rotorique.....</i>	117
Figure 4.5 :	<i>Représentation du vecteur flux rotorique dans le plan <math>(\alpha, \beta)</math>.....</i>	118
Figure 4.6 :	<i>Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisé pour le réglage du couple.....</i>	118
Figure 4.7 :	<i>Structure détaillée de la DTC classique de la MADA.....</i>	121
Figure 4.8 :	<i>Orientation du flux rotorique sur l'axe <math>d</math>.....</i>	122
Figure 4.9 :	<i>Schéma fonctionnel de la régulation du flux.....</i>	123
Figure 4.10 :	<i>Schéma fonctionnel de la régulation du couple.....</i>	124
Figure 4.11 :	<i>Schéma bloc de la structure de contrôle DTC- PI appliquée à la MADA.....</i>	125
Figure 4.12 :	<i>Schéma bloc de la structure du contrôle DTC- SOSMC appliquée à la MADA.....</i>	126
Figure 4.13 :	<i>Couple électromagnétique de référence.....</i>	128
Figure 4.14 :	<i>Evolutions temporelles des facteurs de saturation d'une MADA commandée par DTC</i>	129
Figure 4.15 :	<i>Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation : Couple et flux de la MADA obtenus par la DTC- C.....</i>	130
Figure 4.16 :	<i>Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation : Couple et flux de la MADA obtenus par la DTC- PI.....</i>	130
Figure 4.17 :	<i>Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation : Couple et flux de la MADA obtenus par la DTC- SOSMC.....</i>	131
Figure 4.18 :	<i>Comparaison des écarts de puissances observés par rapport aux grandeurs de consignes entre les deux régimes de saturation pour les trois méthodes.....</i>	131
Figure 4.19 :	<i>Effet de la saturation sur les courants de la MADA commandé par la DTC- C.....</i>	132
Figure 4.20 :	<i>Effet de la saturation sur les courants de la MADA commandé par la DTC-PI.....</i>	132
Figure 4.21 :	<i>Effet de la saturation sur les courants de la MADA commandé par DTC- SOSMC....</i>	133
Figure 4.22 :	<i>Test de robustesse de la commande DTC- C lors d'une variation de 100% des résistances (statorique et rotorique).....</i>	134
Figure 4.23 :	<i>Test de robustesse de la commande DTC- PI lors d'une variation de 100% des résistances (statorique et rotorique).....</i>	134
Figure 4.24 :	<i>Test de robustesse de la commande DTC- SOSMC lors d'une variation de 100% des résistances (statorique et rotorique).....</i>	135
Figure 4.25 :	<i>Test de robustesse : Comparaison des écarts sur le couple et le flux rotorique des trois méthodes de commande appliquées à la MADA.....</i>	135
Figure 4.26 :	<i>Structure de la DTC appliquée à un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une MADA.....</i>	136
Figure 4.27 :	<i>Evolutions temporelles des facteurs de saturation de la MADA commandée par DTC- SOSMC et intégrée dans un système de conversion éolien.....</i>	136
Figure 4.28 :	<i>DTC-SOSMC appliquée au système de conversion éolienne complet.....</i>	137
Figure 4.29 :	<i>Système de conversion éolienne avec l'unité de stockage.....</i>	140
Figure 4.30 :	<i>Principe du contrôle d'unité de stockage associé au générateur éolien.....</i>	141
Figure 4.31 :	<i>Contrôle d'un système de conversion éolienne avec une unité de stockage.....</i>	142
Figure 4.32 :	<i>Contrôle d'un système de conversion éolienne avec une unité de stockage.....</i>	144

<i>Figure 4.33 : Tension et courant du réseau.....</i>	144
<b>- Annexe A :</b>	
<i>Figure A.1 : Tube de courant autour d'une éolienne.....</i>	159
<i>Figure A.2 : Coefficient de puissance.....</i>	160
<b>- Annexe B :</b>	
<i>Figure B.1 : Définition de la fonction « sat ».....</i>	165
<i>Figure B.2 : Définition de la fonction « sign + sat ».....</i>	165
<i>Figure B.3 : Interpolation de puissance.....</i>	166
<i>Figure B.4 : La fonction « smooth ».....</i>	166
<i>Figure B.5 : La fonction « arctangente ».....</i>	166
<i>Figure B.6 : La fonction « tangente hyperbolique ».....</i>	166
<i>Figure B.7 : Convergence en temps fini de l'algorithme du Super-Twisting.....</i>	169

## **2. LISTE DES TABLEAUX**

<b>- Chapitre 1 :</b>	
<i>Tableau 1.1 : Comparatif entre la Générateur à vitesse fixe et à vitesse variable.....</i>	33
<i>Tableau 1.2 : Avantages et inconvénients des différentes éoliennes.....</i>	34
<b>- Chapitre 4 :</b>	
<i>Tableau 4.1: Tensions rotorique issues d'un onduleur de tension à deux niveaux.....</i>	115
<i>Tableau 4.2: Table de commutation comparateur du couple à deux niveaux.....</i>	120
<i>Tableau 4.3: Table de commutation avec comparateur du couple à trois niveaux.....</i>	120
<b>- Annexe C :</b>	
<i>Tableau C.1: Paramètres de la turbine éolienne.....</i>	170
<i>Tableau C.2: Paramètres de la régulation de vitesse de la turbine.....</i>	170
<i>Tableau C.3: Paramètre de la MADA utilisés.....</i>	170

# INTRODUCTION GENERALE

L'énergie électrique est un facteur fondamental pour la croissance et le développement d'un pays. Elle est devenue indispensable pour sa souplesse d'utilisation et pour la multiplicité des domaines d'activités. Les moyens de production associés sont amenés à subir de profonds changements au cours des prochaines décennies. En effet, les modes de production reposant sur la transformation des énergies renouvelables, en particulier l'énergie éolienne, sont appelés à être de plus en plus utilisés dans le cadre du développement durable [MEK09], [TAM07].

De nos jours, les unités de production de l'énergie éolienne utilisent souvent la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) comme une génératrice. En effet, la configuration du système de conversion basée sur une MADA consiste à connecter le stator directement au réseau, alors que le rotor est alimenté à travers deux convertisseurs statiques. Cette configuration permet un fonctionnement de l'éolienne à vitesse variable, ce qui donne la possibilité de produire le maximum de puissance sur une plage de variation de  $\pm 30\%$  autour de la vitesse de synchronisme [BOU12a], [DJE15], [GAI10], [MOU14].

Cependant, l'étude du comportement de cette machine, en particulier en régime dynamique, nécessitant l'élaboration d'un modèle précis. Toutefois, les modèles utilisés dans la littérature adoptent certaines hypothèses simplificatrices comme la saturation des circuits magnétiques qui est le plus souvent négligée. Néanmoins, ce phénomène reste difficile à ignorer surtout quand les machines fonctionnent à des régimes fortement variables. En effet, le calcul précis des performances de ces machines dépend fortement des conditions de saturation de son flux magnétisant et de ses flux de fuite [BOU15a], [JAB07], [MOU06].

La difficulté de la commande de la MADA réside dans l'obtention du découplage effectif entre les deux grandeurs principales de cette machine qui sont le flux rotorique et le couple électromagnétique et indirectement la puissance active et réactive. La commande vectorielle conventionnelle permet un tel découplage. Toutefois, cette commande, de par son principe, elle ne permet d'excellentes performances que si elle est accompagnée d'une bonne identification des paramètres du modèle de la machine. Le mode de fonctionnement en régime dynamique montre que le modèle linéaire, souvent utilisé et validé autour du point de fonctionnement nominal, ne permet pas d'obtenir les performances désirées. En

effet, au-delà de cette zone, il faut donc tenir compte de la saturation magnétique [MOU06].

Différentes techniques d'introduction de la saturation dans le modèle de Park de la machine asynchrone ont été proposées comme dans [BIS01], [IOR14], [JAB07], [JAB08] [KAR05], [MOU06], [MON13], [NES07], [ZHA08]. Ces auteurs utilisent des techniques de réajustement de l'inductance mutuelle pour prendre en compte de la saturation magnétique. Dans [IOR14], [MON13], [MOU06], [NES07], la saturation a été prise en compte dans les chemins du flux magnétisant uniquement pour les machines asynchrones à cage d'écureuil et auto-excités. Dans ces travaux, l'effet de saturation du flux de fuite a été ignoré. Dans [KAR05], [ZHA08], le modèle proposé pour la MADA, ne considère que l'effet de saturation dans le flux magnétisant. Dans [ABD09] la saturation du flux de fuite est prise en compte dans le modèle de la machine, tandis que la saturation du flux magnétisant est négligée. Dans ce travail, l'effet de saturation du flux magnétisant et des flux de fuite sera considéré dans le développement du modèle de la MADA.

La limite de l'utilisation de la commande vectorielle en termes de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques en particulier la variation des inductances de la machine, causée par l'effet de la saturation, peut être résolue par l'introduction de commandes intelligentes dans le fonctionnement des machines. Pour cela, on sera amené à utiliser des techniques avancées comme les modes glissants (SMC) et la commande directe du couple (DTC).

Dans ce contexte, ce travail de recherche est une contribution à l'étude de différentes stratégies de commandes robustes d'une MADA intégrée dans un système de conversion d'énergie éolienne et fonctionnant en régime saturé.

La présente thèse est organisée en quatre chapitres. Le premier chapitre est consacré à la modélisation et à la commande robuste de la turbine éolienne. Dans un premier temps, nous présenterons des notions générales sur l'énergie éolienne dans laquelle les différents composants constituant l'aérogénérateur ainsi que ses configurations seront brièvement présentés. Ensuite, les différentes machines électriques utilisées pour la conversion éolienne seront étudiées. Ceci nous a permis de nous positionner quant au choix du type de génératrice utilisée pour l'éolienne afin de montrer l'intérêt que présente la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par rapport aux autres machines utilisées. La dernière partie du chapitre est consacrée à la modélisation et à la commande de la turbine éolienne. Nous modéliserons d'abord la partie mécanique de la turbine. Ensuite, nous étudierons la commande de la turbine de manière à maximiser en permanence la puissance

produite en recherchant le point de fonctionnement à puissance maximale communément appelée MPPT. Pour réaliser cette dernière, un régulateur conventionnel de type PI est synthétisé et utilisé comme référence de comparaison. Ensuite, nous mettrons en œuvre une technique de commande qui est innovante dans l'industrie éolienne telle que la commande par mode glissant d'ordre deux (SOSMC). Des résultats de simulation seront présentés dans l'objectif de vérifier et valider la stratégie de contrôle de la turbine éolienne.

Le deuxième chapitre sera dédié à la modélisation de la MADA en régime saturé. L'effet de la saturation sera présenté et nous l'intégrerons au modèle linéaire de cette machine. Afin de caractériser ce phénomène, une technique utilisant les facteurs de saturation est également utilisée pour la prise en compte de ce phénomène. A cet effet, deux modèles saturés sont développés, à savoir : dans le premier modèle, l'effet de saturation du flux mutuel est considéré tandis que la saturation du flux de fuite est ignorée. Dans le deuxième modèle, la saturation du flux mutuel et des flux de fuite sont considérés en même temps. Des résultats comparatifs des différents modèles développés seront présentés et discutés. C'est ainsi qu'un modèle du convertisseur de puissance, inséré dans le côté rotor de la MADA, est détaillé dans cette partie.

Le troisième chapitre est divisé en trois parties ; la première traitera la synthèse de la commande à flux orienté (directe et indirecte) à base d'un régulateur PI conventionnel. Ce type de régulateur reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice. Afin de comparer ses performances à d'autres régulateurs plus élaborés, nous effectuons également la synthèse d'un régulateur par mode de glissant classique d'ordre 'un' (SMC). Cependant, la discontinuité de cette commande engendre le phénomène de broutement (phénomène de chattering). A cet effet, la synthèse d'un régulateur par mode de glissant d'ordre 'deux' (SOSMC), basé sur l'algorithme de super-twisting, est établie afin de minimiser ce phénomène. Des simulations sont réalisées pour comparer ces régulateurs en termes de poursuite de trajectoire, sensibilité à l'effet de saturation magnétique et robustesse vis-à-vis des variations des résistances de la machine. Une série d'essais est également réalisée avec la turbine éolienne afin d'obtenir des résultats les plus proches possibles d'un système de conversion éolienne réel.

Dans le quatrième chapitre on propose une nouvelle structure du contrôle direct du couple (DTC) basé sur la technique du mode glissant d'ordre 'deux' appliquée à la MADA en régime saturé. La DTC classique considère le convertisseur associé comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique du couple et la faible dépendance vis-à-

vis les paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent. D'une part la détermination des états de commutation est basée sur les variations du flux et du couple issues des comparateurs à hystérésis, d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations du couple et du flux. Pour remédier à ce problème, nous avons proposé une stratégie de contrôle qui combine la technique du DTC classique avec celle du mode glissant d'ordre 'deux' (SOSMC) et qui nous allons appeler DTC-SOSMC. Cette stratégie permet également d'améliorer certains aspects comme la minimisation de l'influence des paramètres de la machine ce qui conduit à obtenir une commande robuste face aux variations des inductances de la machine dues au phénomène de la saturation. Cette technique permet aussi de minimiser le broutement engendré et donc limiter le stress mécanique sur l'arbre de transmission de la MADA. Pour atteindre ces objectifs, la table de sélection du DTC classique sera remplacée par une MLI standard et les comparateurs à hystérésis seront remplacés par des régulateurs à mode glissant d'ordre deux. Des résultats sont présentés pour montrer les performances rapportées par la DTC-SOSMC. Enfin, nous examinerons l'utilisation d'un système de stockage d'énergie pour préserver une puissance active constante au réseau électrique. Le système étudié comporte une unité de stockage à long terme utilisant des batteries connectées en parallèle avec le bus continu du système de conversion éolienne.

Cette thèse sera clôturée par une conclusion générale dans laquelle sont exposés les différents développements effectués. Des perspectives pour ce travail sont également envisagées.

**CHAPITRE 1 :**

**MODELISATION ET STRATEGIE DE  
COMMANDE DE LA TURBINE EOLIENNE**

## 1.1 Introduction

Le principe des énergies éoliennes est de convertir l'énergie du vent en énergie mécanique par l'emploi d'aérogénérateurs. Plusieurs technologies sont utilisées pour capter l'énergie du vent et la structure des capteurs n'a cessé d'évoluer [POI03]. Le développement de la technologie des aérogénérateurs a permis à celle-ci de devenir une alternative aux sources traditionnelles. La configuration classique de la turbine éolienne utilise un générateur à rotor bobiné avec un système de balais et de bagues connue dans la littérature sous le nom de la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Le stator de cette machine est directement connecté au réseau électrique tandis que le rotor est connecté au réseau via une chaîne de convertisseurs d'électronique de puissance à bus continu intermédiaire [MOU14]. En effet, au début de ce chapitre, des notions générales sur les différents types et les configurations les plus adoptées des éoliennes seront présentées. Ensuite, nous rappelons le modèle aérodynamique de la turbine, le modèle mécanique de l'éolienne, puis la commande de la turbine en vue d'extraire la puissance maximale du vent à l'aide de la technique communément appelée MPPT. Pour cela, deux types de régulateurs, proportionnel et intégrale (PI) et mode glissant d'ordre deux (SOSMC), ont été synthétisés et utilisés afin d'asservir la vitesse de rotation de la génératrice. Des simulations, sous MATLAB/SIMULINK, de la turbine éolienne avec sa commande ont été présentées et discutées à la fin de ce chapitre.

## 1.2 Notions générales sur les éoliennes

### 1.2.1 Définition de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne est l'énergie tirée du vent au moyen d'un dispositif aérogénérateur comme un moulin à vent. Elle tire son nom d'Éole, le maître des vents dans la Grèce antique [POI03].

L'énergie éolienne est utilisée par l'homme depuis très longtemps. Elle remplaça les rames pour faire avancer les navires, elle fut utilisée pour actionner les meules des moulins, elle permet encore le pompage d'eau pour abreuver les bêtes dans les champs (Figure 1.1). Depuis plus de 100 ans, elle est utilisée pour produire de l'électricité, source d'énergie fondamentale dans notre société actuelle.

Dans les dernières années, la production d'électricité par l'énergie éolienne s'est considérablement développée dans le monde entier. Ceci est principalement pour produire une énergie propre et pour trouver une source d'énergie durable alternative aux combustibles fossiles [BOUD15].



Figure 1.1 : Eolienne de pompage d'eau.

### 1.2.2 Conversion de l'énergie éolienne

Un aérogénérateur, plus communément 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 1.2) [DJE15].

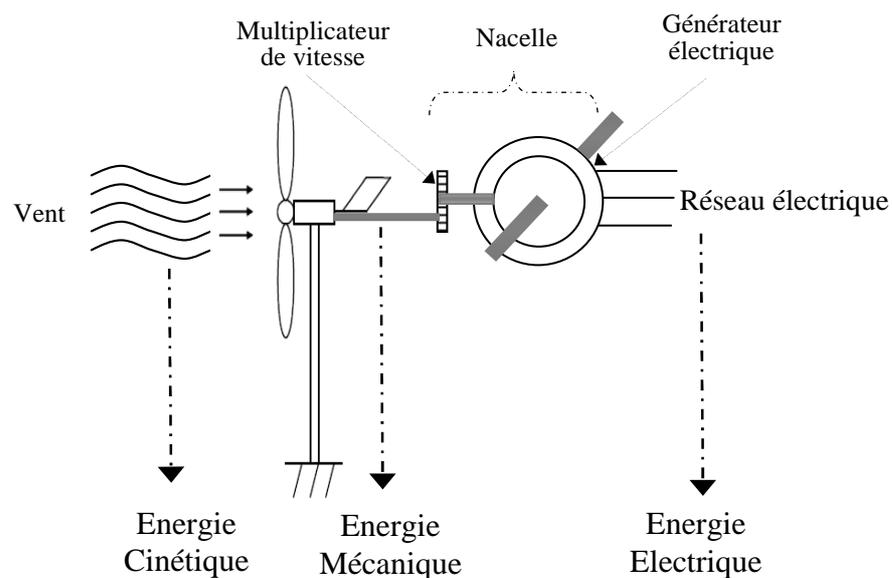


Figure 1.2 : Conversion de l'énergie cinétique du vent.

### 1.2.3 Les différents types d'éoliennes

Les éoliennes se divisent en général en deux grandes familles selon l'axe sur lequel est montée l'hélice : les éoliennes à axe vertical et celles à axe horizontal.

#### 1.2.3.1 Eoliennes à axe vertical (VAWT)

L'axe de ce type d'éolienne est montée verticalement par rapport au sol et perpendiculaire à la direction du vent. La position verticale de cet axe offre l'avantage de mettre le multiplicateur et la génératrice directement au sol, ce qui rend la maintenance du système plus simple et donc économique [MAT06], néanmoins cette solution impose que l'éolienne fonctionne avec un vent proche du sol, moins fort qu'en hauteur car il est freiné par le relief.

De par son axe vertical, il y a symétrie de révolution et le vent peut provenir de toutes les directions sans avoir à orienter le rotor. Par contre, ce type d'éolienne ne peut pas démarrer automatiquement, il faut la lancer dès l'apparition d'un vent suffisamment fort pour permettre la production. La figure 1.3 montre trois modèles d'éoliennes à axe vertical.

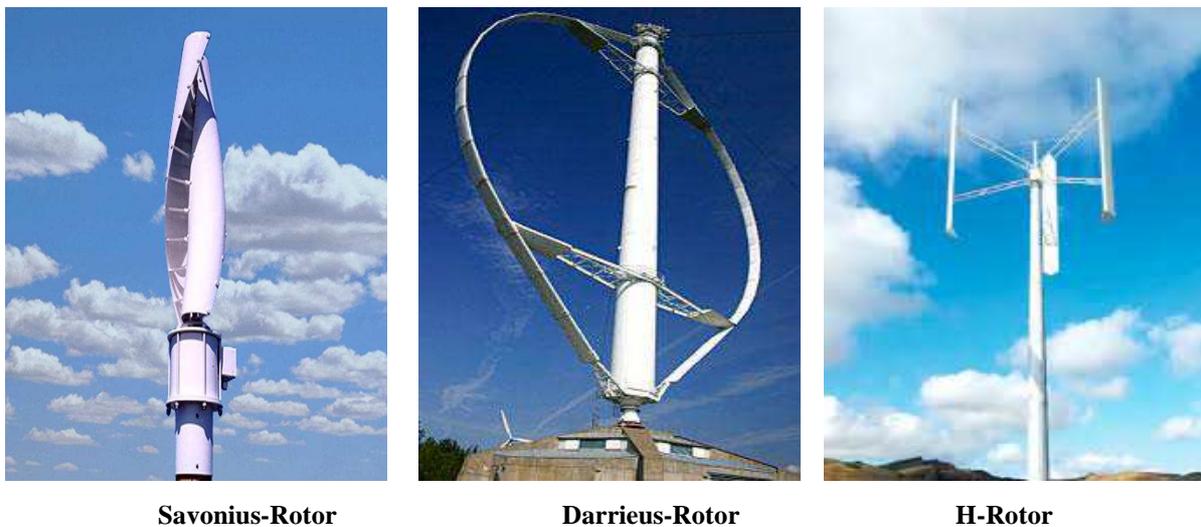


Figure 1.3 : Exemples de turbines éoliennes à axe vertical.

En ce qui concerne leur implantation, elles ont une emprise au sol plus importante que les éoliennes à tour car elles sont haubanées sur de grandes distances. En effet, les câbles des haubans doivent passer au dessus des pales. Cela représente un inconvénient majeur pour une implantation sur un site agricole par exemple.

Tous ces inconvénients alliés à la faible efficacité de la conversion d'énergie ont fortement limités le développement de ces éoliennes, laissant place aux aérogénérateurs à axe horizontal.

### **1.2.3.2 Eoliennes à axe horizontal (HAWT)**

L'efficacité énergétique et la faible emprise au sol rendent ce type d'éolienne le plus répondu à l'heure actuelle.

Cette structure d'éoliennes est fondée sur la technique ancienne des moulins à vent. Elles sont constituées de plusieurs pales profilées, comme des ailes d'avion, pour générer un couple moteur entraînant la rotation. Le nombre de pales utilisé pour la production d'électricité varie classiquement entre 1 et 3, le rotor tripale étant le plus utilisé car il constitue un compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien [MAT06], [DJE15].

Ces éoliennes captent le vent en hauteur et loin du sol ; à cette hauteur le vent est beaucoup moins ralenti par le relief. A dimension d'hélice identique, on pourra produire plus de puissance par le biais de cette structure par rapport aux éoliennes à axe vertical.

Un autre avantage, et non des moindres, est l'emprise au sol qui est très faible par rapport aux éoliennes à axe vertical. Ici, seule la tour occupe de la place au sol et contient généralement tous les systèmes de raccordement. Ainsi il n'est pas nécessaire de rajouter un local électrique et l'emprise au sol est vraiment minimale. Les concepts abordés dans la suite de cette étude se limiteront uniquement au cas des éoliennes à axe horizontal.

## **1.2.4 Principaux composants d'une éolienne**

Une éolienne classique (figure 1.4) est composée essentiellement des parties suivantes :

- ***Le mât***

Supporte la nacelle et le rotor de la turbine. Il est important que le mât soit haut du fait de l'augmentation de la vitesse du vent en hauteur. A titre d'exemple le mât d'une éolienne de 500 kW a une hauteur de 40 à 60m, il peut être plein ou tubulaire. Ce dernier est plus coûteux mais il a l'avantage de permettre un accès aisé à la nacelle pour la maintenance. On rencontre les structures de mâts représentés dans la figure 1.5.

- ***Le rotor***

Partie rotative de l'éolienne placée en hauteur afin de capter des vents forts et réguliers. Il est composé de plusieurs pales (en général trois) en matériau composite qui sont mises en

mouvement par l'énergie cinétique du vent. Reliées par un moyeu, ces dernières peuvent en moyenne mesurer chacune 25 à 60 m de long et tourner à une vitesse de 5 à 25 tours par minute. Il est branché directement ou indirectement (via un multiplicateur de vitesse à engrenages) au système mécanique qui utilisera l'énergie recueillie (pompe, générateur électrique...).

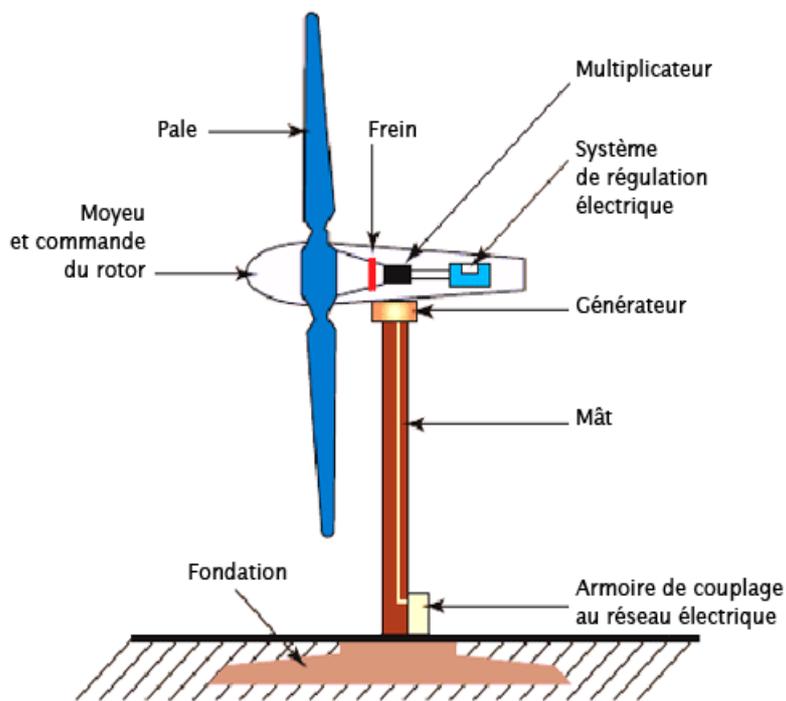


Figure 1.4 : Composants d'une turbine éolienne.

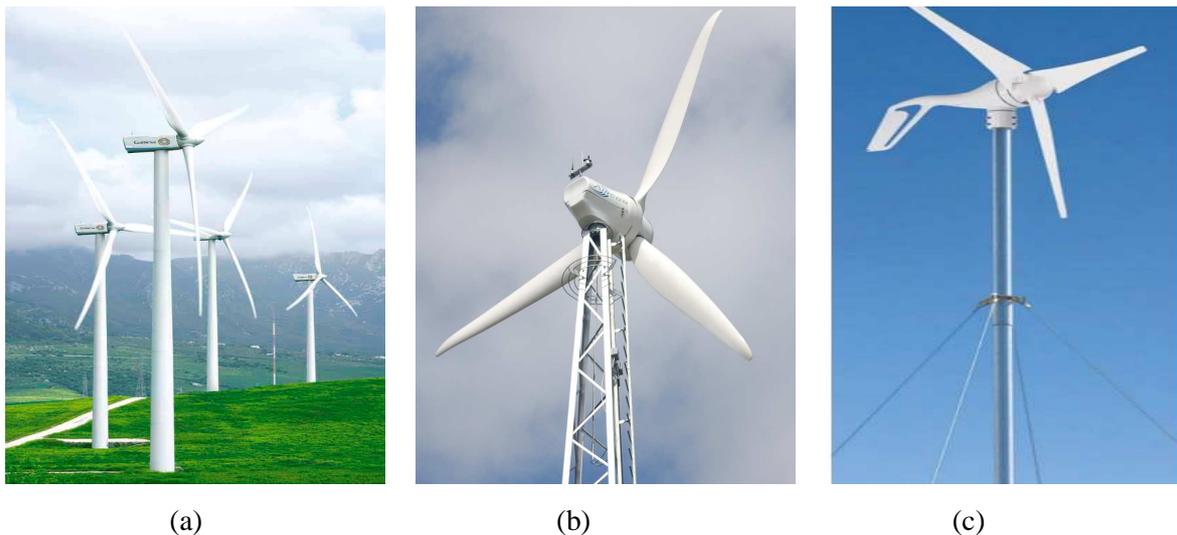


Figure 1.5 : Modèles de mâts d'éoliennes à axe horizontal ; a) Mât autoporteur, b) Mât en treillis, c) Mât haubané.

- ***La nacelle***

Regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbres, multiplicateur, roulement, le frein à disque qui permet d'arrêter le système en cas de surcharge, le générateur qui est généralement une machine synchrone ou asynchrone et les systèmes hydrauliques ou électriques d'orientation des pales (frein aérodynamique) et de la nacelle (nécessaire pour garder la surface balayée par l'aérogénérateur perpendiculaire à la direction du vent).

- ***Le moyeu***

Un moyeu qui supporte les pales. Lorsqu'elles sont à pas variable, il comporte un mécanisme permettant de faire varier l'angle d'attaque simultanément. On peut également devoir ajuster l'angle des pales fixes, aussi on prévoit toujours une façon de corriger l'installation des pales.

- ***Le générateur électrique***

Un générateur électrique permettant de transformer l'énergie mécanique en énergie électrique qui peut être :

- directement couplé à l'aéromoteur : dans le cas le plus simple, l'hélice est montée directement sur l'axe du générateur électrique (génératrice synchrone) ;
- entraîné par un multiplicateur placé entre l'aéromoteur et le générateur électrique (génératrice asynchrone).

- ***Un système d'orientation***

C'est un moteur électrique dans le cas des grandes éoliennes. Il permet à la machine de présenter le rotor au vent quelle que soit sa direction. L'énergie électrique produite est transmise de la partie orientable à la partie fixe de l'aérogénérateur, solidaire du pylône support, par l'intermédiaire d'un dispositif à collecteur associé au pivot ou d'un câble souple qu'il faut dé-torsader périodiquement.

- ***Un gouvernail***

Pour les petites machines, dans le cas où l'hélice de la machine fonctionne "au vent" ou des moteurs associés à une girouette et destinés à maintenir la machine face au vent.

- ***Un groupe hydraulique***

Qui permet l'orientation des pales et de la nacelle ainsi que le pilotage des freins aérodynamiques.

- ***Armoire de couplage***

Qui transforme l'énergie produite par l'éolienne pour l'injecter dans le réseau de distribution ou charge.

- ***La fondation***

Une fondation solide assurant la résistance de l'ensemble par grands vent et dans des conditions de givrage.

### **1.3 Configuration électrique d'un aérogénérateur**

La configuration électrique d'un aérogénérateur a une grande influence sur son fonctionnement. Le fait qu'une éolienne fonctionne à vitesse fixe ou à vitesse variable dépend par exemple de cette configuration. Le contrôle au niveau de cette dernière permet d'optimiser le captage de l'énergie pour les vents faibles et moyens.

#### **1.3.1 Eolienne à vitesse fixe**

Dans ce cas, le générateur, utilisant souvent des machines asynchrones, tourne à vitesse fixe ou varie très lentement en jouant sur le glissement de la machine. Deux types de génératrices sont utilisés pour cette configuration, à savoir : Un générateur asynchrone dimensionné pour des faibles puissances correspondant à des vitesses de vent faibles et un générateur dimensionné pour des fortes puissances correspondant à des vitesses de vent plus élevés. Le problème majeur de cette solution est la complexité du montage qui augmente sa masse. Une autre solution consiste à utiliser un câblage du stator qui peut être modifié afin de faire varier le nombre de pôles. Cette disposition permet également de proposer deux régimes de rotation l'un rapide en journée et l'autre plus lent la nuit permettant de diminuer le bruit.

Les premières éoliennes de grande puissance mises en œuvre sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage directement couplée sur le réseau électrique (Figure 1.6). Cette machine est entraînée par un multiplicateur et sa vitesse est maintenue approximativement constante par un système mécanique d'orientation des pales (pitch control).

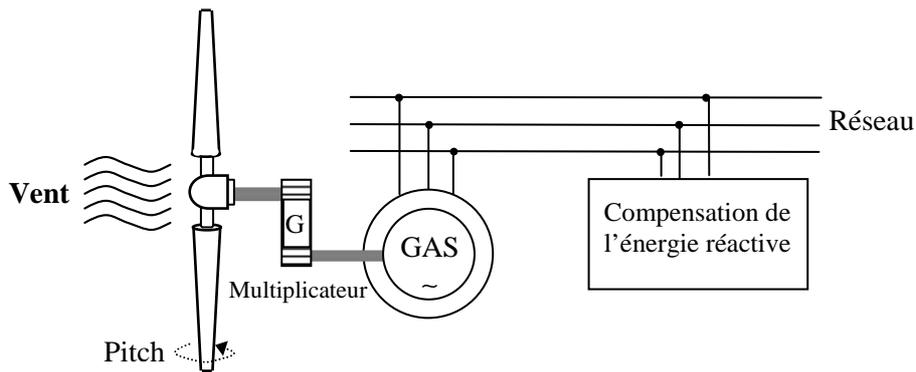


Figure 1.6 : Eolienne à vitesse fixe utilisant une génératrice asynchrone.

### 1.3.2 Eolienne à vitesse variable

Les éoliennes à vitesse variable sont actuellement les plus utilisées dans l'industrie. Le terme vitesse variable désigne le fait que la vitesse de la turbine est indépendante de la fréquence du réseau électrique. L'avantage principal d'opérer la turbine à vitesse variable est de maximiser la capture de l'énergie disponible dans le vent.

Trois types de génératrice peuvent être utilisés dans les éoliennes à vitesse variable : la génératrice synchrone, la génératrice asynchrone et la génératrice asynchrone à double alimentation [BEL10].

#### 1.3.2.1 Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice synchrone

Le champ créé par la rotation du rotor doit tourner à la même vitesse que le champ statorique. Autrement dit, si la génératrice est connectée au réseau, sa vitesse de rotation doit être rigoureusement un sous-multiple de la pulsation des courants statoriques. L'adaptation de cette machine à un système éolien pose des problèmes pour maintenir la vitesse de rotation de l'éolienne strictement fixe et pour synchroniser la machine avec le réseau lors des phases de connexion. Pour ces raisons, on place systématiquement une interface électronique de puissance entre le stator de la machine et le réseau ce qui permet d'autoriser un fonctionnement à vitesse variable dans une large plage de variation [BEL10], [BOUD15].

L'utilisation de génératrices synchrones dans les applications éoliennes à grande puissance est récente. Deux types de génératrices sont utilisés, à bobinage inducteur ou à aimants permanents (Figure 1.7). Les génératrices synchrones à aimants permanents étaient, jusqu'ici, très peu utilisées principalement pour les raisons suivantes :

- Prix relativement élevé des aimants (constitués de terres rares) ;

- Démagnétisation progressive découlant de l'utilisation de ces aimants en présence de champs magnétiques intenses régnant dans le générateur.

Pour une puissance désirée, on a le choix entre une petite génératrice (à faible nombre de pôles) tournant à grande vitesse, ou une génératrice de grande dimension (présentant un grand nombre de pôles) mais tournant plus lentement.

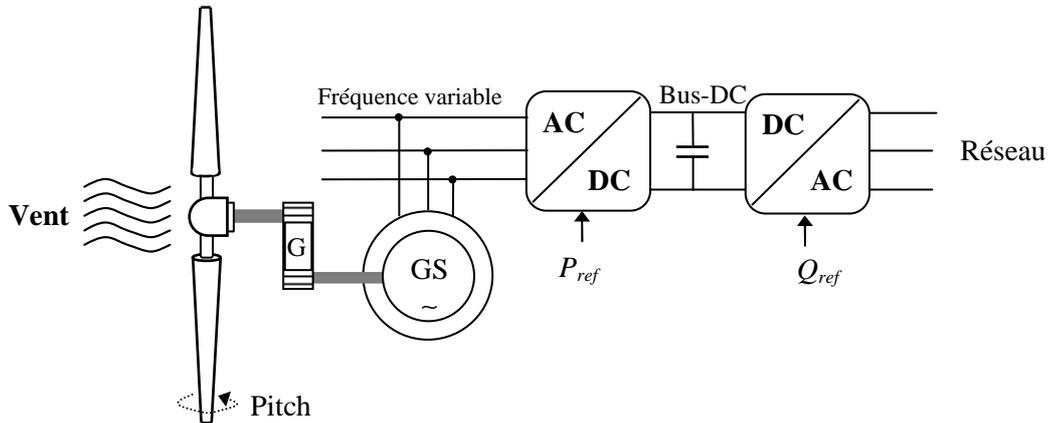


Figure 1.7 : Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice synchrone.

### 1.3.2.2 Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice asynchrone

L'éolienne dans cette configuration entraîne une génératrice asynchrone connectée au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance situé sur le circuit statorique (Figure 1.8). Contrairement à une éolienne à vitesse fixe, les tensions et les fréquences à la sortie de la génératrice ne sont plus imposées par le réseau, ce qui permet de réguler la vitesse de l'éolienne. La commande de l'onduleur permet de garder constante la tension du bus continu.

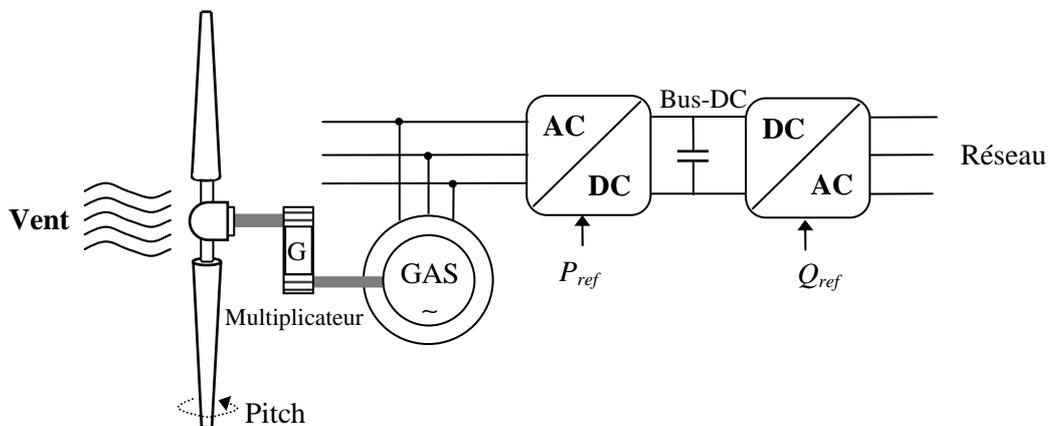


Figure 1.8 : Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice asynchrone.

### 1.3.2.3 Eolienne utilisant une génératrice asynchrone à double alimentation (MADA)

Dans cette configuration le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le convertisseur de puissance se trouve sur le circuit rotorique (Figure 1.9). La commande du redresseur permet de contrôler le fonctionnement de la génératrice en imposant la tension des enroulements rotoriques. La commande de l'onduleur permet de maintenir constante la tension du bus continu.

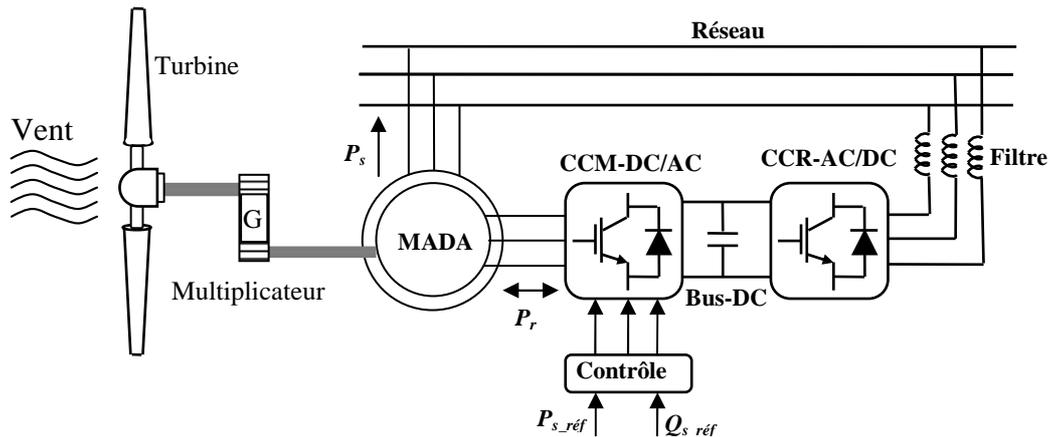


Figure 1.9 : Eolienne à vitesse variable utilisant une MADA

## 1.4 Synthèse des différentes éoliennes

### 1.4.1 Comparaison entre les deux types de fonctionnement

Le tableau 1.1 illustre un comparatif entre les deux types de fonctionnement.

Générateur à vitesse fixe	Générateur à vitesse variable
<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Faible cout;</li> <li>➤ Système électrique simple;</li> <li>➤ Haute fiabilité ;</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Fonctionnement à vitesse variable (<math>\pm 30\%</math> de la vitesse nominale).</li> <li>➤ Augmentation du rendement énergétique ;</li> <li>➤ Réduction des oscillations du couple dans le train de puissance ;</li> <li>➤ Génération d'une puissance électrique d'une meilleure qualité.</li> </ul>

Tableau 1.1 : Comparatif entre le Générateur à vitesse fixe et à vitesse variable.

### 1.4.2 Avantages et inconvénients entre différentes éoliennes

Le tableau 1.2 résume les principaux avantages et inconvénients entre différentes éoliennes :

Types d'éolienne	Avantages	Inconvénients
MAS à vitesse fixe	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Machine robuste</li> <li>➤ Faible coût</li> <li>➤ Pas d'électronique de puissance</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Puissance extraite non optimisée</li> <li>➤ Maintenance boîte de vitesse</li> </ul>
MS à vitesse variable	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens ;</li> <li>➤ Absence de boîte de vitesse ;</li> <li>➤ Fonctionnement à vitesse variable sur toute la plage de vitesse.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Machine spécifique ;</li> <li>➤ Prix de l'électronique de puissance dimensionnée au moins à 100% de la puissance nominale ;</li> <li>➤ Grand diamètre de la machine.</li> </ul>
MAS à vitesse variable	Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens.	Electronique de puissance dimensionnée au moins à 100% de la puissance
MADA à vitesse variable	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens ;</li> <li>➤ Electronique de puissance dimensionnée à 30% de la puissance nominale ;</li> <li>➤ Fonctionnement à vitesse variable (<math>\pm 30\%</math> de vitesse nominale).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Maintenance du multiplicateur ;</li> <li>➤ Commande complexe ;</li> <li>➤ Oscillations mécaniques.</li> </ul>

Tableau 1.2 : Avantages et inconvénients des différentes éoliennes.

## 1.5 Modélisation de la turbine éolienne

Le dispositif étudié est constitué d'une turbine éolienne comprenant trois pales de longueur  $R$ , fixées sur un arbre d'entraînement qui est relié à un multiplicateur de gain  $G$ . Ce dernier entraîne une génératrice électrique (Figure 1.10).

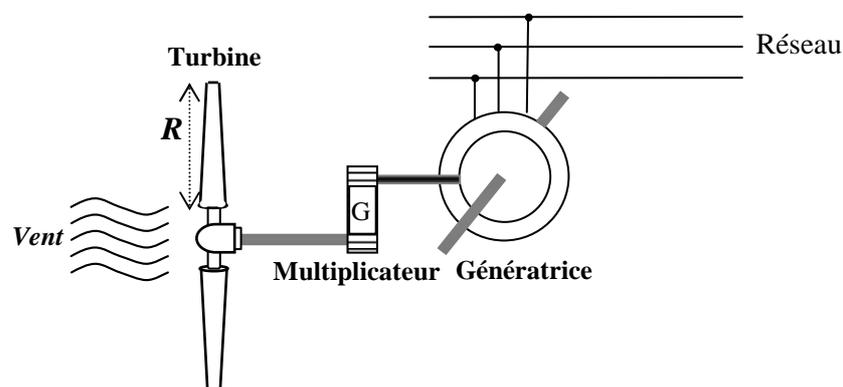


Figure 1.10 : Système de conversion d'énergie éolienne.

### 1.5.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de modéliser la turbine, nous nous appuierons sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont le plus couramment considérées. Ainsi nous supposons que :

- Les trois pales sont considérées de conception identique ;
- Les trois pales sont orientables et présentent toutes un même coefficient de frottement par rapport au support ;
- La répartition de la vitesse du vent est uniforme sur toutes les pales ;
- Le coefficient de frottement des pales par rapport à l'air est négligeable ;
- Les pertes par frottement de la turbine sont négligeables par rapport aux pertes par frottement du côté de la génératrice.

### 1.5.2 Modèle aérodynamique des pales

A partir de l'énergie cinétique des particules de la masse d'air en mouvement passant par la section de la surface active  $S$  de la voilure, la puissance de la masse d'air qui traverse la surface équivalente à la surface active  $S$  de l'éolienne est donnée par [MIR05]:

$$P_v = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 \quad (1.1)$$

Où  $v$  est la vitesse du vent (m/s),  $\rho$  est la masse volumique de l'air (approximativement  $1.225 \text{ kg/m}^3$  à la pression atmosphérique et à  $15^\circ\text{C}$ ) et  $R$  est la longueur d'une pale ou le rayon de l'aérogénérateur (m).

L'éolienne ne pouvant récupérer qu'une fraction de la puissance du vent et la puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit alors :

$$P_t = C_p P_v = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (1.2)$$

Où  $C_p(\lambda, \beta)$  est le coefficient de puissance ou de performance qui représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne. Il dépend de la caractéristique de la turbine. La vitesse relative  $\lambda$  est définie comme étant le rapport entre la vitesse linéaire des pales ( $R \cdot \Omega_t$ ) et la vitesse du vent:

$$\lambda = \frac{R \cdot \Omega_t}{v} \quad (1.3)$$

Où  $\Omega_t$  (rad/s) est la vitesse mécanique de l'arbre de la turbine.

Le couple exercé par le vent sur l'arbre de la turbine (ou le couple mécanique à la sortie de la turbine) est défini par :

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 v^2 C_c(\lambda, \beta) \quad (1.4)$$

Où  $C_c$  représente le coefficient du couple défini par :

$$C_c = \frac{C_p}{\lambda} \quad (1.5)$$

### 1.5.2.1 Modèle analytique du coefficient de puissance

Le coefficient de puissance  $C_p$  dépend du nombre de pâles du rotor et de leurs formes géométrique et aérodynamique (longueur et profil des sections). Celles-ci sont conçues en fonction des caractéristiques du site, de la puissance nominale souhaitée, du type de régulation (en pitch ou par décrochage) et du type de fonctionnement (à vitesse fixe ou variable) [BOU06].

Des approximations numériques ont été développées dans la littérature pour modéliser le coefficient  $C_p$  et différentes expressions ont été proposées [DAV07].

Dans le cadre de cette thèse, nous utiliserons une expression approchée du coefficient de puissance en fonction de la vitesse relative  $\lambda$  et de l'angle de calage des pales  $\beta$  ( $C_p = f(\lambda, \beta)$ ) exposée dans [MOU14] [DJE15].

Cette expression empirique est donnée par :

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5 \left( \frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) \exp\left( \frac{-21}{\lambda_i} \right) + 0.0068\lambda \quad (1.6)$$

$$\text{avec : } \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$

La figure 1.11 montre les résultats de simulation sous MATLAB/SIMULINK de l'évolution du coefficient de puissance  $C_p$  en fonction de la vitesse relative  $\lambda$  pour quelques angles de calage  $\beta$ . Quand la turbine éolienne est à l'arrêt ( $\Omega_t = 0$ ), le ratio des vitesses  $\lambda$  s'annule. La puissance de la turbine doit être nulle aussi puisque  $P_t = C_t \Omega_t$  (où  $C_t$  le couple mécanique de la turbine). Ceci ne veut pas dire que le couple  $C_t$  exercé par le vent sur la turbine est nul. Quand la vitesse de rotation augmente par rapport à la vitesse du vent ( $\lambda$  augmente),  $C_p$  augmente jusqu'à une valeur maximale. Si  $\lambda$  devient trop grand, le coefficient de puissance  $C_p$  peut prendre une valeur négative qui provoque une inversion de l'écoulement de puissance sur l'arbre de la turbine (Figure 1.11). Ceci signifie qu'à partir d'une certaine vitesse de rotation de la turbine, et pour une vitesse de vent donnée, la turbine se retrouve en

mode "propulsion" et fonctionne comme un ventilateur. Elle transfère de l'énergie mécanique fournie sur son arbre vers l'atmosphère [DJE15].

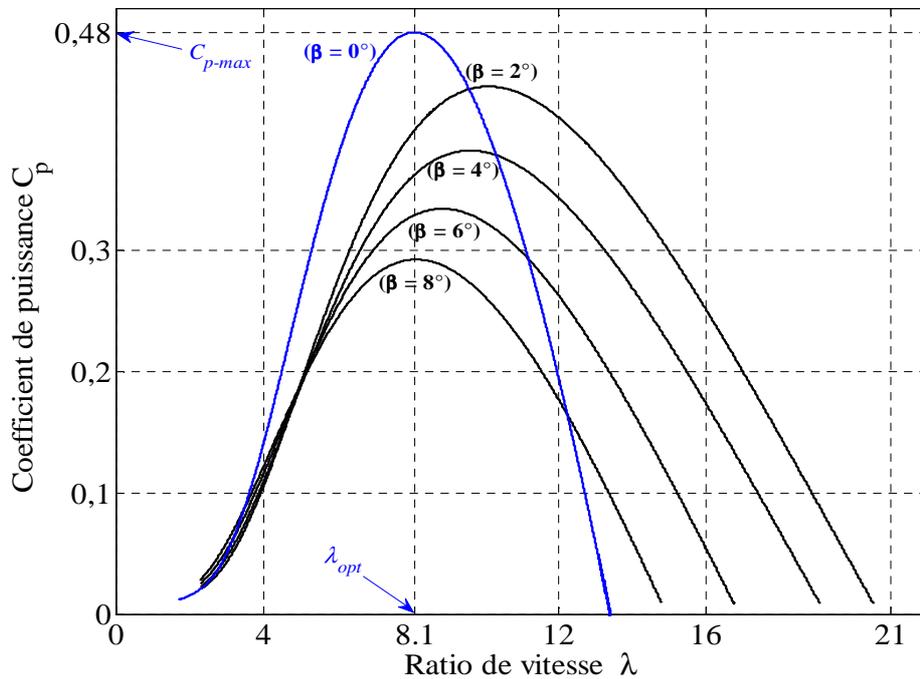


Figure 1.11 : Coefficient de puissance  $C_p$  en fonction de  $\lambda$  pour différentes  $\beta$ .

D'après la figure 1.11, on constate que pour chaque angle de calage  $\beta$  il existe un ratio de vitesses  $\lambda$  optimal qui maximise le coefficient  $C_p$ . On peut voir aussi sur cette figure que  $C_p$  passe par un maximum ( $C_{p\_max} = 0.48$ ) pour un angle de calage ( $\beta = 0^\circ$ ) et une valeur particulière du ratio de vitesse que l'on désigne  $\lambda_{opt}$  (où  $\lambda_{opt} = 8.1$ ).

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. Ceci peut être réalisé à l'aide d'un l'algorithme connu sous le nom de MPPT (en anglais : *Maximum Power Point Tracking*) permettant d'imposer un couple de référence. Néanmoins, l'angle d'orientation des pales  $\beta$  est maintenu constant [DAV07]. Ce type de réglage sera traité en détaille par la suite dans ce chapitre.

L'équation (1.3) montre que pour maintenir  $\lambda$  à sa valeur optimale, et donc maximiser la puissance de la turbine éolienne, il faut varier la vitesse de rotation  $\Omega_t$  de manière linéaire avec la vitesse du vent  $v$ . Dans ce cas, la vitesse de rotation optimale  $\Omega_{t\_opt}$  pour la transmission mécanique maximale de la turbine éolienne est donné par :

$$\Omega_{t\_opt} = \frac{\lambda_{opt}}{R} v \quad (1.7)$$

Cela nous conduit à tracer les caractéristiques de la puissance aérodynamique optimale de notre aérogénérateur fonctionnant à vitesse variable, en fonction de la vitesse de rotation du générateur et pour différentes vitesses du vent selon l'équation (1.8) qui deviendra :

$$P_{t\_opt} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_{p\_max}(\lambda_{opt}, \beta_{opt}) \quad (1.8)$$

La caractéristique du coefficient de puissance varie avec l'angle d'orientation des pales  $\beta$  et le ratio de vitesse  $\lambda$ . La relation (1.8) montre qu'une petite variation de la vitesse du vent  $v$  induit une grande variation de la puissance générée  $P_t$ . La figure 1.12 présente les résultats de simulation de cette caractéristique pour une éolienne de 7.5 KW à travers la courbe d'extraction de la puissance aérodynamique de la turbine en fonction de la vitesse de rotation de la génératrice pour les différentes vitesses du vent.

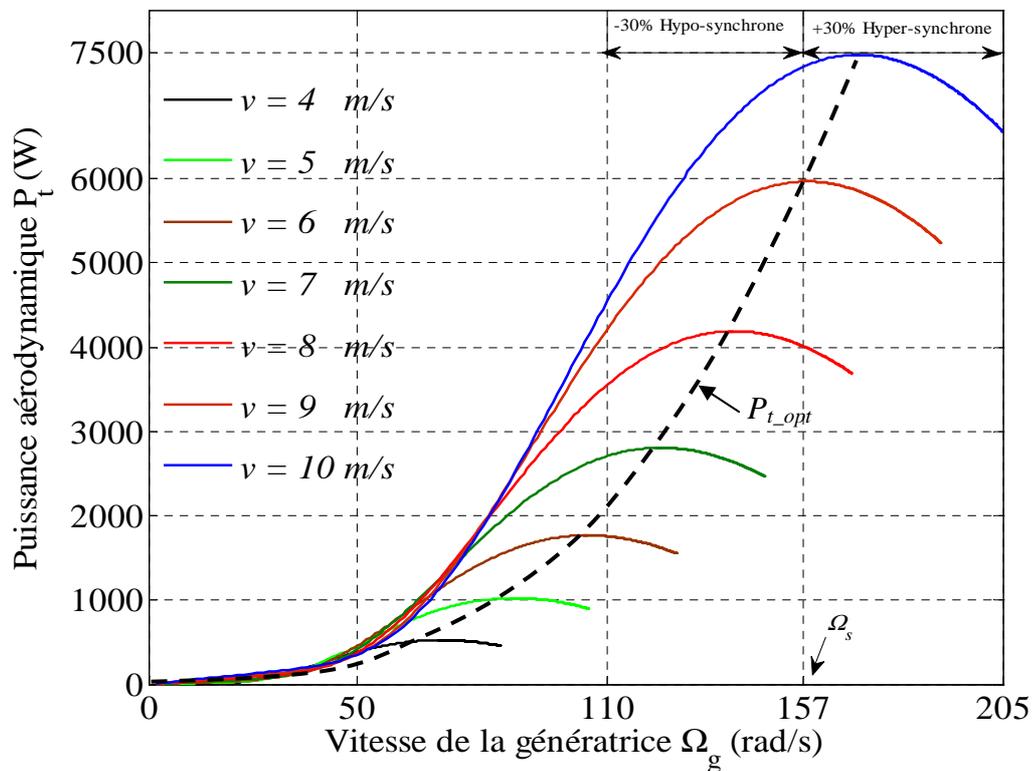


Figure 1.12 : Puissance aérodynamique générée par la turbine éolienne.

### 1.5.2.2 Modèle de la partie mécanique

La partie mécanique de la turbine comprend trois pales orientables et de longueur  $R$ . Elles sont fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse de rotation  $\Omega_t$ , relié à un multiplicateur de gain  $G$ . Ce multiplicateur entraîne la génératrice électrique à une vitesse  $\Omega_g$ .

Sur la base des hypothèses simplificatrices mentionnées précédemment (§ 1.5.1), on obtient alors un modèle mécanique constitué de deux masses comme il est illustré sur la figure 1.13, [GAI10], [GHE11].

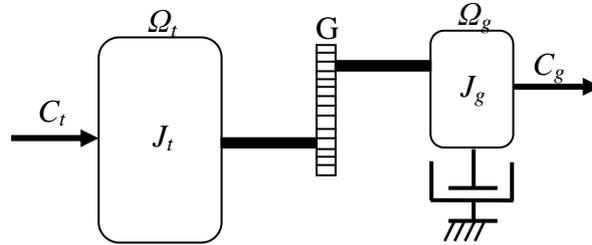


Figure 1.13 : Modèle mécanique de la turbine éolienne.

Où:

$J_t$  : Le moment d'inertie de la turbine équivalent aux inerties des 3 pales de l'éolienne,

$J_g$  : Le moment d'inertie de la génératrice,

$f_v$  : Le coefficient dû aux frottements visqueux de la génératrice,

$C_g$  : Le couple mécanique sur l'arbre de la génératrice après multiplicateur,

$\Omega_g$  : La vitesse de rotation de la génératrice.

$G$  : Le gain du multiplicateur de vitesse.

### 1.5.2.3 Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur adapte la vitesse de rotation de la turbine (arbre lent) à la vitesse de rotation de la MADA (arbre rapide). Il est supposé rigide et modélisé par un simple gain  $G$ . L'élasticité et les frottements du multiplicateur sont négligés; ainsi les pertes énergétiques dans celui-ci sont considérées comme étant nulles. Le couple aérodynamique de la turbine éolienne est divisé par le rapport du multiplicateur pour obtenir le couple mécanique sur l'arbre du générateur. Ce multiplicateur est modélisé mathématiquement par les deux relations suivantes :

$$C_g = \frac{C_t}{G} \quad (1.9)$$

$$\Omega_t = \frac{\Omega_g}{G} \quad (1.10)$$

### 1.5.2.4 Modèle de l'arbre mécanique

La liaison entre la turbine et la partie électrique de l'éolienne est représentée ici par l'intermédiaire de l'équation du mouvement. Plusieurs modèles du comportement mécanique

de l'arbre de l'éolienne, sont proposés dans la littérature [GAI10], [MAR09]. La masse de la turbine éolienne est reportée sur l'arbre de la turbine sous la forme d'une inertie  $J_t$  et comprend la masse des pales et la masse du rotor de la turbine. Le modèle mécanique proposé considère l'inertie totale  $J$  constituée de l'inertie de la turbine reportée sur le rotor de la génératrice et de l'inertie de la génératrice  $J_g$  :

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_g \quad (1.11)$$

Il est à noter que l'inertie du rotor de la génératrice est très faible par rapport à l'inertie de la turbine reportée par cet axe.

D'après la figure 1.13, nous pouvons écrire l'équation fondamentale de la dynamique du système mécanique sur l'arbre mécanique de la génératrice par :

$$J \frac{d\Omega_g}{dt} = C_{méc} = C_g - C_{em} - C_f \quad (1.12)$$

Donc, l'évolution de la vitesse mécanique  $\Omega_g$  dépend du couple mécanique appliqué au rotor de la génératrice  $C_{méc}$  qui est la résultante du couple de la turbine après multiplicateur, le couple électromagnétique produit par la génératrice  $C_{em}$ , et le couple de frottement visqueux  $C_f$  donné par la relation :

$$C_f = f_v \Omega_g \quad (1.13)$$

Le schéma bloc de la figure 1.14 correspond aux modélisations aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne. Ce schéma bloc montre que la vitesse de rotation  $\Omega_g$  de la génératrice, donc de la turbine, peut être contrôlée par action soit sur l'angle de calage des pales  $\beta$ , soit sur le couple électromagnétique  $C_{em}$  de la MADA. La vitesse du vent  $v$  est considérée comme une entrée perturbatrice au système.

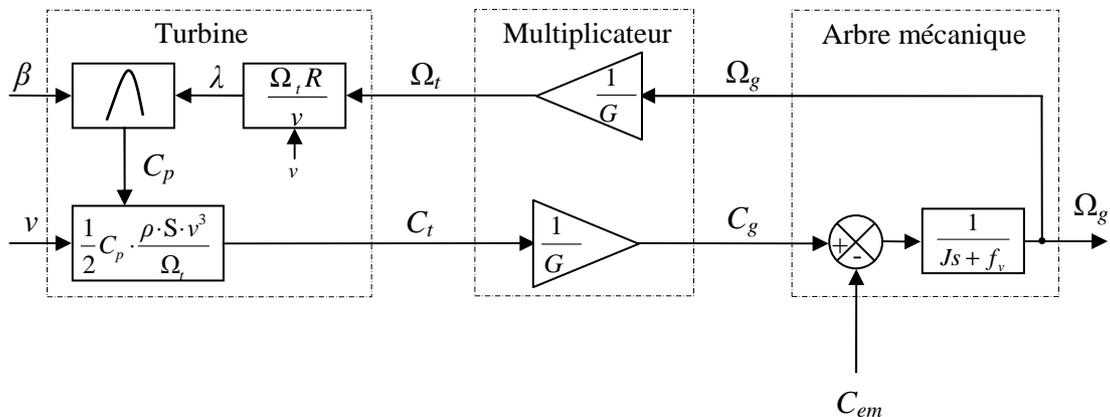


Figure 1.14 : Schéma fonctionnel du modèle de la turbine.

## 1.6 Stratégie de commande de la turbine éolienne

### 1.6.1 Principe d'extraction du maximum de la puissance du vent

Les zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable sont représentées sur la figure (1.15) [GAI10].

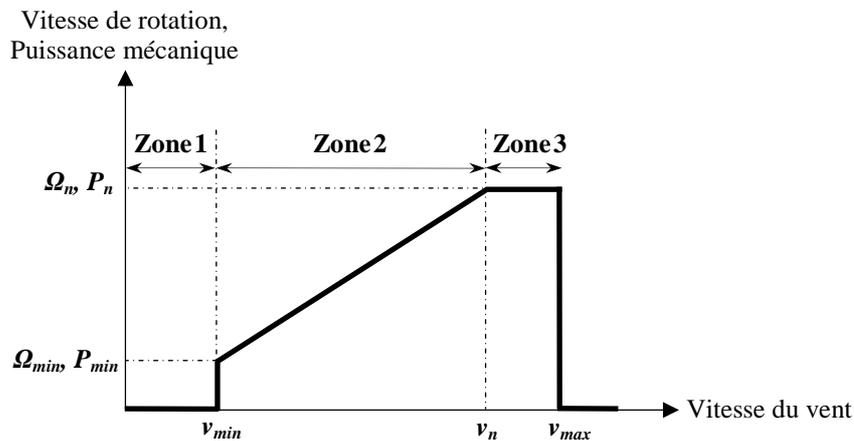


Figure 1. 15 : Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable.

Trois zones principales de fonctionnement peuvent être distinguées :

- Zone 1 : la vitesse du vent est faible, insuffisante pour permettre de démarrer l'éolienne ; la vitesse de rotation et la puissance mécanique sont alors égales à zéro ;
- Zone 2 : le vent atteint une vitesse minimale  $v_{min}$  pour permettre le démarrage. Une fois ce démarrage effectué, l'éolienne va fonctionner de manière à extraire le maximum de puissance disponible pour avoir un fonctionnement optimal jusqu'à ce que le vent atteigne la vitesse nominale  $v_n$  correspondant aux valeurs nominales de la puissance mécanique  $P_n$  et de la vitesse de rotation  $\Omega_n$  ;
- Zone 3 : le vent atteint des vitesses élevées supérieures à la vitesse nominale, la vitesse de rotation et la puissance mécanique doivent être maintenues à leur valeurs nominales afin de ne pas détériorer l'éolienne. Ces limitations peuvent s'effectuer, par exemple, en orientant les pales de l'éolienne afin de dégrader le rendement de l'éolienne (augmentation de l'angle de calage des pales  $\beta$ ). Dès que le vent a atteint sa valeur maximale  $v_{max}$ , une procédure d'arrêt de l'éolienne est effectuée afin d'éviter toute destruction de celle-ci.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéresserons plus particulièrement à des points de fonctionnement de l'éolienne se situant dans la zone 2. En effet, dans cette zone, nous considérerons que l'angle de calage des pales  $\beta$  est constant. Un fonctionnement en zone 3

aurait uniquement pour conséquence une modification de cet angle afin de limiter la puissance mécanique pour éviter toute destruction de l'éolienne.

Dans la Zone 2, il existe différentes stratégies de commande pour contrôler le couple électromagnétique de la MADA afin de régler la vitesse de rotation de manière à maximiser la puissance électrique produite [ELA04].

### 1.6.2 Stratégie de contrôle MPPT appliquée à la turbine éolienne

Cette stratégie de contrôle consiste à régler le couple électromagnétique de la génératrice de manière à fixer la vitesse de rotation mécanique à une vitesse de référence permettant d'extraire le maximum de puissance de la turbine. Ainsi, un asservissement de la vitesse de rotation de la MADA doit être effectué. Pour un point de fonctionnement donné (vitesse du vent fixe), la puissance mécanique est maximale si la valeur maximale du coefficient  $C_p$  est atteinte. Celle-ci est obtenue si la vitesse relative  $\lambda$  est égale à sa valeur optimale  $\lambda_{opt}$ . Par conséquent, la vitesse de rotation de référence de la MADA  $\Omega_{g\_réf}$  est obtenue à partir de l'équation (1.10) comme suit :

$$\Omega_{g\_réf} = G \Omega_{t\_réf} \quad (1.14)$$

Avec :

$$\Omega_{t\_réf} = \frac{\lambda_{opt} v}{R} \quad (1.15)$$

Le couple électromagnétique de référence  $C_{em\_réf}$  permettant d'avoir une vitesse de rotation  $\Omega_g$  égale à sa valeur de référence  $\Omega_{g\_réf}$  obtenue en sortie d'un régulateur de vitesse  $R_\Omega$

L'action du régulateur de vitesse ( $R_\Omega$ ) doit accomplir deux tâches :

- Il doit asservir la vitesse mécanique à sa valeur de référence.
- Il doit atténuer l'action du couple éolien qui constitue une entrée perturbatrice.

Différentes technologies de correcteurs peuvent être considérées pour l'asservissement de la vitesse. Deux correcteurs ont été utilisés, le correcteur Proportionnel intégral (PI), le correcteur par mode glissant d'ordre supérieur (SOSMC). Le schéma de principe du contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique de rotation est montré à la figure 1.16 [GAI10], [GHE11].

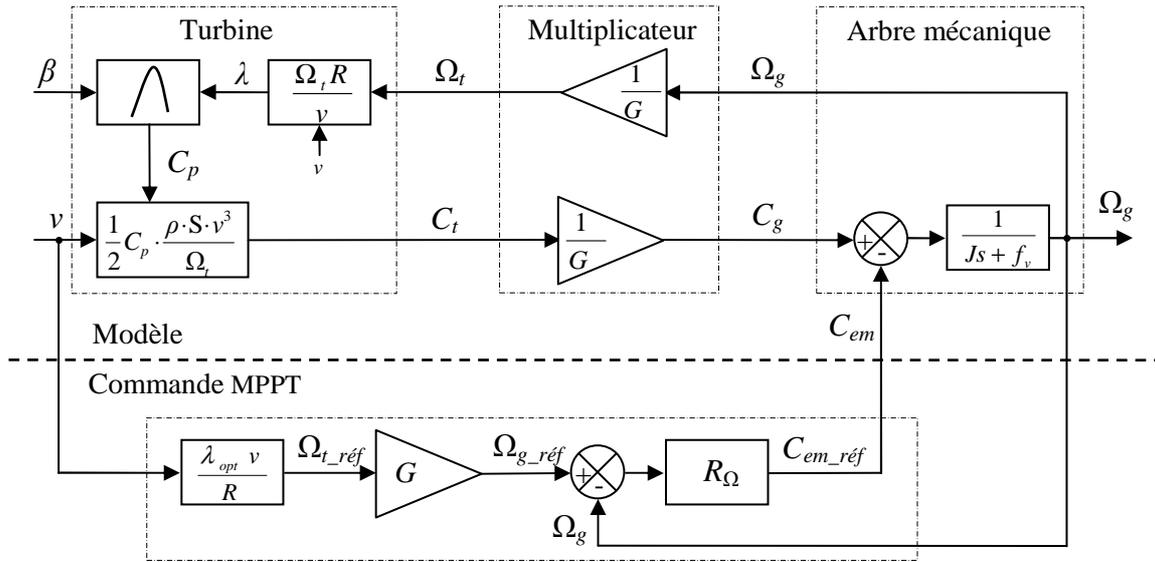


Figure 1.16 : Contrôle MPPT de la vitesse mécanique de la turbine.

### 1.6.2.1 Régulateur de vitesse de type PI

Le PI utilisé est standard il est décrit par l'équation suivante :

$$C_{em\_réf} = (k_p + \frac{k_i}{s})(\Omega_{g\_réf} - \Omega_g) \quad (1.16)$$

Avec,  $k_p$  : Gain proportionnel et  $k_i$  gain intégral, sont les paramètres du correcteur à déterminer. La structure du régulateur de vitesse est montrée sur la figure 1.17.

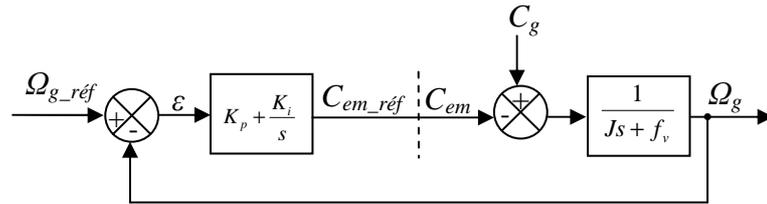


Figure 1.17 : Schéma bloc de la régulation de la vitesse mécanique par PI.

La fonction de transfert en boucle fermée se met sous la forme suivante :

$$\Omega_g = F(s)\Omega_{g\_réf} + P(s)C_{em} \quad (1.17)$$

Où  $F(s)$  est la fonction de transfert de la référence sur la vitesse :

$$F(s) = \frac{k_p s + k_i}{Js^2 + (f_v + k_p)s + k_i} \quad (1.18)$$

$$P(s) = \frac{s}{Js^2 + (f_v + k_p)s + k_i} \quad (1.19)$$

Il est donc nécessaire d'augmenter le paramètre  $k_i$  pour atténuer l'action du couple électromagnétique  $C_{em}$ . La pulsation naturelle et le coefficient d'amortissement sont déterminés par:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_i}{J}} \quad (1.20)$$

$$\xi = \frac{f_v + J + k_p}{k_i} \frac{\omega_n}{2} \quad (1.21)$$

Donc, pour imposer un temps de réponse et un facteur d'amortissement donné, on a:

$$k_i = \omega_n^2 J \quad (1.22)$$

$$k_p = \frac{2k_i \xi}{\omega_n} - f_v - J \quad (1.23)$$

Le paramètre  $k_p$  est calculé de manière à obtenir un coefficient d'amortissement donné (un coefficient d'amortissement  $\xi = 0.707$  conduit au temps de réponse le plus court pour une valeur donnée de la fréquence propre non amortie  $\omega_n$ ).

### 1.6.2.2 Régulateur de vitesse de type mode de glissement d'ordre deux (SOSMC)

La stratégie par mode glissant d'ordre deux, illustrée par la figure 1.18, est basée sur l'algorithme du *supertwisting* introduit par Levant [LEV07]. Cette stratégie minimise encore plus le phénomène de broutement et ne nécessite qu'un capteur de vitesse pour mesurer la vitesse de rotation de l'éolienne (Annexe B).

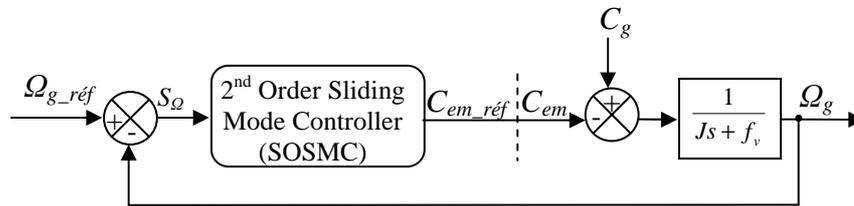


Figure 1.18 : Schéma bloc de la régulation de la vitesse mécanique par SOSMC.

La conception du régulateur par mode glissant d'ordre deux se fait comme suit :

Considérant la surface de glissement suivante :

$$S_\Omega = \Omega_{g\_réf} - \Omega_g \quad (1.24)$$

La dérivée de cette surface, donne :

$$\dot{S}_\Omega = \dot{\Omega}_{g\_réf} - \dot{\Omega}_g \quad (1.25)$$

En substituant l'équation mécanique de la génératrice (1.12) dans l'expression (1.25), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}_\Omega = \dot{\Omega}_{g\_réf} - F_\Omega [-C_{em} + C_t - f_v \Omega_g] \quad (1.26)$$

En posant  $F_\Omega$  et  $G_\Omega$  telles que :

$$\begin{cases} F_\Omega = \frac{1}{J} \\ G_\Omega = \frac{1}{J} [-C_t + f_v \Omega_g] + \dot{\Omega}_{g\_réf} \end{cases} \quad (1.27)$$

La deuxième dérivée de l'expression (1.26) donne :

$$\ddot{S}_\Omega = F_\Omega \dot{C}_{em} + \dot{G}_\Omega \quad (1.28)$$

En se basant sur l'algorithme de *supertwisting* introduit par Levant dans [LEV07], on propose la commande suivante :

$$C_{em} = \alpha \int \text{sign}(S_\Omega) dt + \beta |S_\Omega|^{0.5} \text{sign}(S_\Omega) \quad (1.29)$$

Afin d'assurer la convergence vers zéro de la surface de glissement dans un temps fini, les gains  $\alpha$  et  $\beta$  de la commande proposée peuvent être choisis comme suit [BEL10]:

$$\begin{cases} \alpha > \frac{\mu}{\Gamma_m} \\ \beta^2 \geq \frac{4\mu\Gamma_m(\alpha + \mu)}{\Gamma_m^3(\alpha - \mu)} \\ \mu > |\dot{G}_\Omega| \\ 0 < \Gamma_m \leq F_\Omega \leq \Gamma_M \end{cases} \quad (1.30)$$

Avec les constantes  $\Gamma_m$  et  $\Gamma_M$  qui satisfont les inégalités de (1.30)

## 1.7 Résultats de simulation

Nous présenterons dans cette section les résultats de simulation du système éolien avec la stratégie de contrôle MPPT étudiée précédemment. L'ensemble du système éolien et sa commande ont été simulés en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK, en considérant une éolienne de 7.5 KW dont les paramètres sont rassemblés dans l'Annexe C (Tableau C.3).

L'éolienne a été soumise au vent dont son profil temporel est donné de façon déterministe, par une somme de plusieurs harmoniques, conformément à [MIR05] [DJE15] (Figure 1.19).

Pour la stratégie MPPT appliquée à notre système, l'asservissement de vitesse est réalisé à l'aide de deux types de régulateurs (PI et SOSMC) dont Les paramètres sont consignés dans l'annexe C (Tableau C.2).

Les résultats de simulation des deux stratégies (par PI classique et par SOSMC) sont montrés sur la figure 1.20. Sur cette figure, on a montré la vitesse de rotation du générateur ainsi que sa référence, la puissance aérodynamique de la turbine, le coefficient de puissance de la turbine ( $C_p$ ) et la vitesse relative ( $\lambda$ ). Les résultats obtenus montrent, des meilleures performances statiques et dynamiques, meilleurs poursuite de la consigne contrôlée (vitesse) et un temps de réponse souhaitable offertes par les deux régulateurs. Par ailleurs, nous obtenons des résultats plus performant par l'utilisation du régulateur robuste par mode de glissement d'ordre deux (SOSMC) car il produit encore moins de broutement. On constate qu'une petite variation de la vitesse du vent introduit une grande variation de la puissance extraite car elle est proportionnelle au cube de la vitesse du vent. Le coefficient de puissance et le rapport de vitesse sont ajustés à leurs valeurs optimales. Les résultats obtenus justifient le choix de la méthode MPPT pour le contrôle de la turbine.

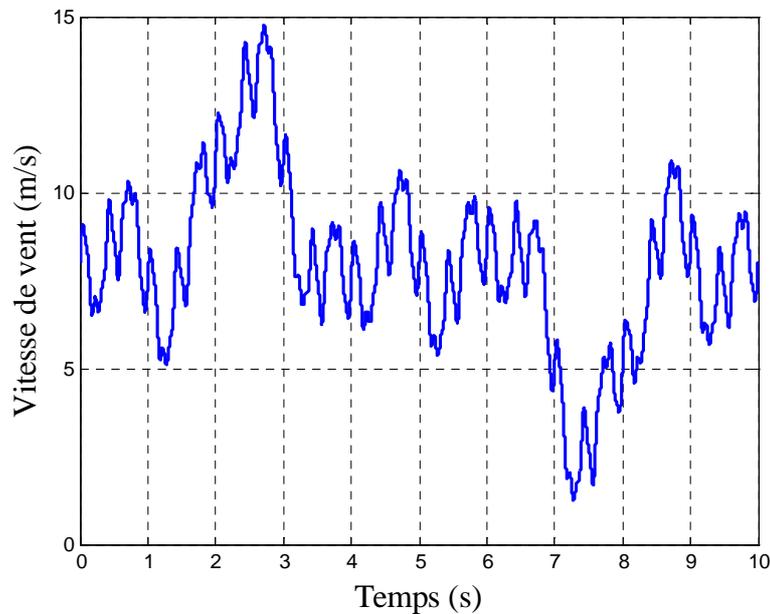


Figure 1. 19 : Profil du vent appliqué [MIR05],[DJE15].

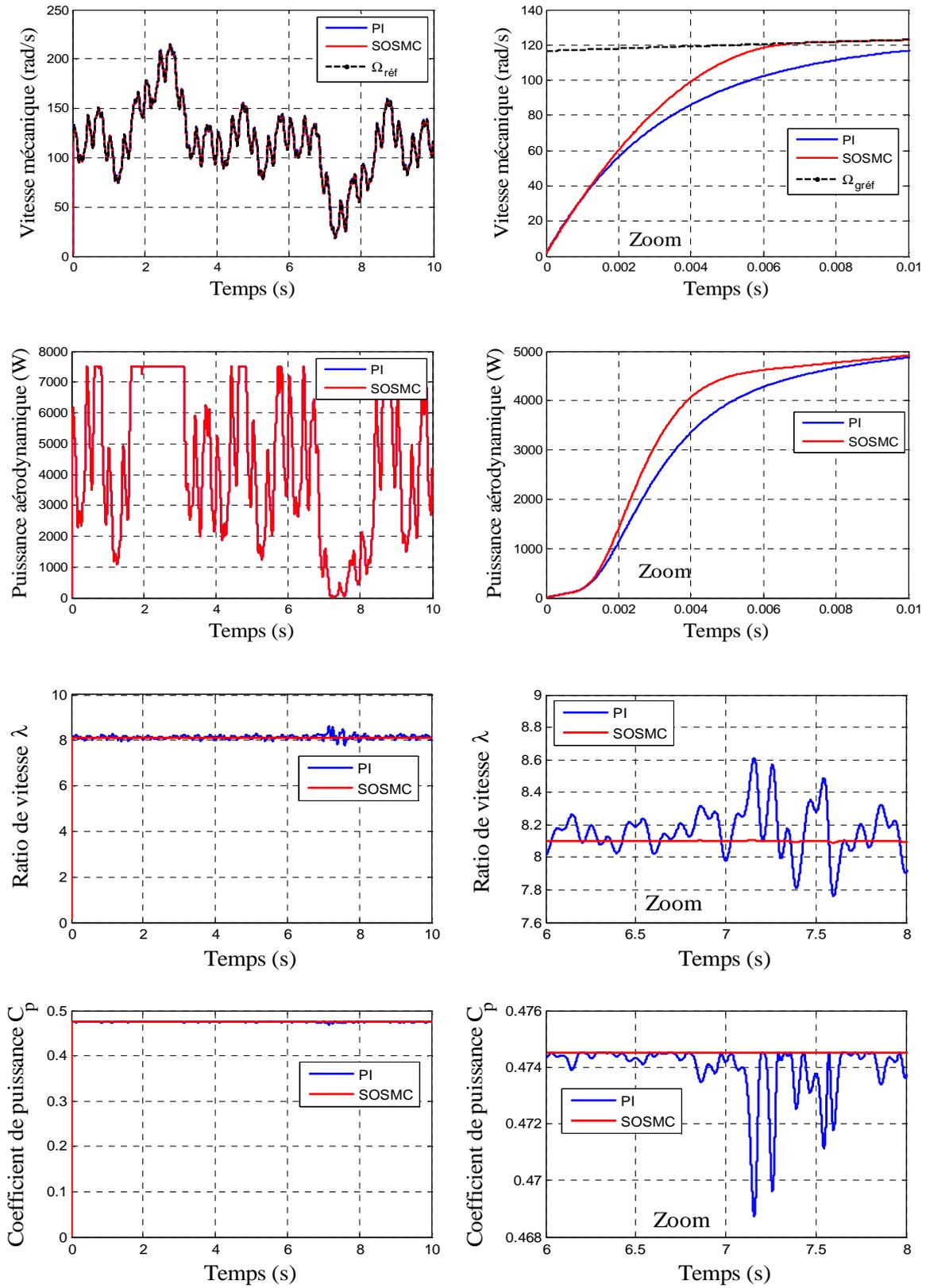


Figure 1.20 : Résultats de simulation de la MPPT appliquée à la turbine éolienne.

## 1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation et la commande de la turbine éolienne. En premier lieu, nous avons commencé par des généralités sur l'énergie éolienne. Par la suite, nous avons modélisé les organes essentiels constituant la partie mécanique de l'éolienne, à savoir : les pales, le multiplicateur et l'arbre du rotor. Après, nous avons présenté une stratégie de commande appelée MPPT (Maximum Power Point Tracking). Dans la suite de ce chapitre, nous avons donc centré notre étude sur la commande de la turbine éolienne dans la zone de fonctionnement optimale, permettant à l'éolienne d'extraire le maximum de puissance disponible du vent.

Afin de maximiser la puissance extraite de la turbine, deux régulateurs, pour l'asservissement de la vitesse mécanique, ont été exploités, à savoir : un régulateur PI conventionnel et un régulateur à mode glissant d'ordre deux. Ces algorithmes ont été validés par des simulations numériques dans l'environnement MATLAB/SIMULINK. Par ailleurs, nous avons obtenu des résultats plus performant par l'utilisation du régulateur à mode de glissant d'ordre deux (SOSMC).

Les résultats obtenus dans ce chapitre seront exploités dans les chapitres suivants pour commander la génératrice de l'éolienne.

**CHAPITRE 2 :**  
**MODELISATION DE LA MADA EN REGIME**  
**SATURE**

## 2.1 Introduction

Actuellement, la majorité des systèmes éoliens de forte puissance reposent sur l'utilisation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) dont le bobinage statorique est connecté directement au réseau électrique. La modélisation de la MADA basée sur la transformation de Park est suffisante pour établir sa commande et une simple forme algébrique de ce modèle conduit à des temps de calcul courts. Cependant, des résultats de simulation plus précis sont tributaires du modèle employé. Toutefois, le fort couplage entre les grandeurs de la MADA aboutit, si on considère tous les phénomènes, à un modèle compliqué et difficilement exploitable. Aussi, il est nécessaire de cibler, parmi les phénomènes physiques présents, ceux qui sont prépondérants. La saturation magnétique apparaît, à ce titre, comme un phénomène très important pour son influence directe sur les différentes grandeurs électromagnétiques de la machine [MOU06].

Ainsi, dans ce chapitre nous présentons en premier lieu le modèle triphasé de la MADA moyennant certaines hypothèses simplificatrices, ce qui permet de passer à une représentation biphasée grâce à la transformation de Park. Des extensions sont apportées à ce modèle de manière à prendre en compte le phénomène de la saturation du circuit magnétique. Les modèles proposés sont validés par simulation sous l'environnement MATLAB/ SIMULINK. A la fin du présent chapitre, une partie concernant la modélisation du convertisseur de puissance côté machine (CCM) est présentée.

## 2.2 Description et modes de fonctionnement de la MADA

### 2.2.1 Description de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation possède un stator identique à celui d'une machine asynchrone à cage constitué de tôles magnétiques empilées et munies d'encoches dans lesquelles sont logés des enroulements. Le rotor de cette machine n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles frottent des balais (Figure 2.1).

En fonctionnement moteur, le premier intérêt de la machine asynchrone à rotor bobiné a été de pouvoir modifier les caractéristiques du bobinage rotorique de la machine, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant et d'augmenter le couple durant le démarrage, ainsi que de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse. Plutôt que de dissiper l'énergie rotorique dans des résistances, l'adjonction d'un convertisseur entre le bobinage rotorique et le réseau permet de renvoyer cette énergie sur

le réseau (énergie qui est normalement dissipée par effet joule dans les barres si la machine est à cage). Le rendement de la machine est ainsi amélioré avec cette configuration [POI03].

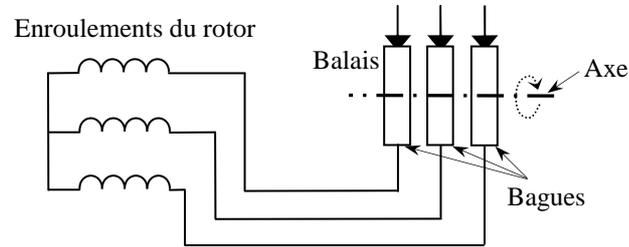


Figure 2.1 : Rotor d'une MADA.

## 2.2.2 Modes de fonctionnement de la MADA

### 2.2.2.1 Fonctionnement en moteur hypo-synchrone

Dans ce mode, une partie de la puissance consommée du réseau est transformée en puissance mécanique. Le reste est transmis au réseau à travers les contacts glissants du rotor. Pour les moteurs à cage, la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor (Figure 2.2).

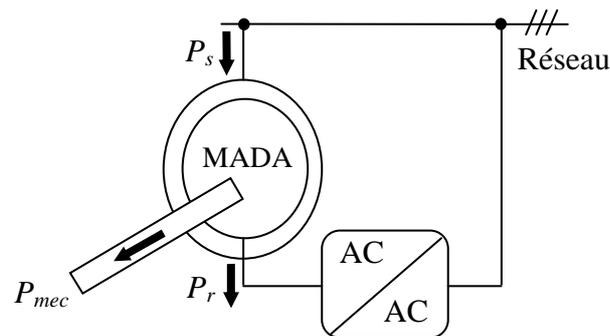


Figure 2.2 : Fonctionnement de la MADA en moteur hypo-synchrone.

### 2.2.2.2 Fonctionnement en moteur hyper-synchrone

Les puissances, statorique et rotorique, sont fournies par le réseau pour ce type de fonctionnement. Le moteur à cage ne peut avoir ce mode car celui-ci ne peut être obtenu qu'à l'aide d'un accès au rotor via un circuit électronique (Figure 2.3).

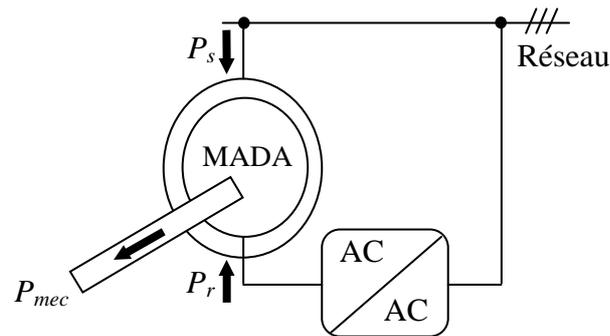


Figure 2.3 : Fonctionnement de la MADA en moteur hyper-synchrone.

### 2.2.2.3 Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone

La puissance mécanique est transmise à l'arbre de la machine, celui-ci la fournit au stator, lequel la transmet au réseau. D'autre part, la puissance de glissement, provenant du réseau, doit d'être transmise au rotor. Ainsi pour ce type de fonctionnement, une alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de la vitesse de rotation. Il est évident qu'un moteur à cage ne peut avoir ce type de fonctionnement, car celui-ci n'a pas d'accès permettant un apport de puissance au rotor (Figure 2.4).

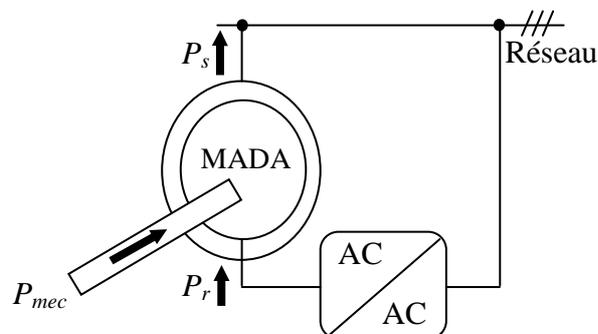


Figure 2.4 : Fonctionnement de la MADA en génératrice hypo-synchrone.

### 2.2.2.4 Fonctionnement en génératrice hyper-synchrone

Pour ce mode de fonctionnement, la puissance statorique est fournie au réseau et la puissance rotorique est récupérée pour être réinjectée au réseau via le rotor. Ainsi un générateur au dessus de la vitesse de synchronisme est conçu (Figure 2.5).

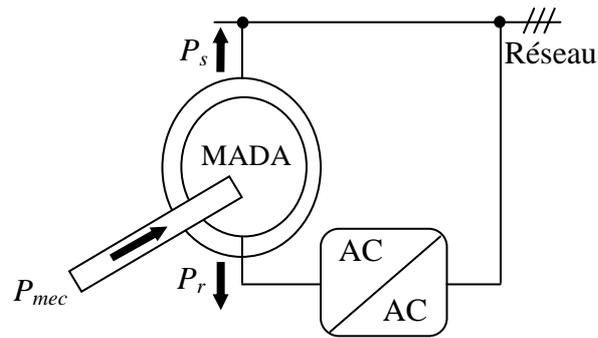


Figure 2.5 : Fonctionnement de la MADA en génératrice hyper-synchrone.

## 2.3 Configuration du mode de fonctionnement de la MADA

Dans cette partie, nous allons présenter trois configurations du mode de fonctionnement de la MADA :

### 2.3.1 Fonctionnement en moteur avec un seul onduleur

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau à fréquence et tension constantes, tandis que le rotor est relié à son propre convertisseur qui peut être un cyclo-convertisseur ou un onduleur. Cette solution permet de réduire fortement la puissance du convertisseur (Figures 2.6 et 2.7).

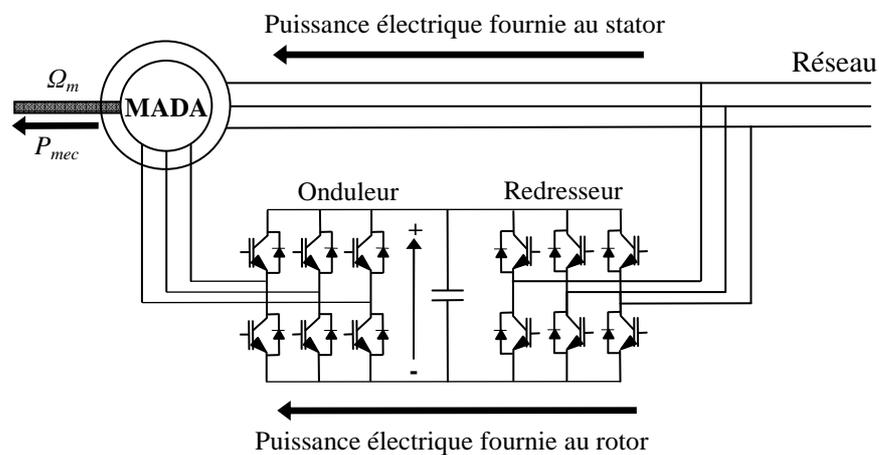


Figure 2.6 : Fonctionnement en moteur alimenté par un seul onduleur.

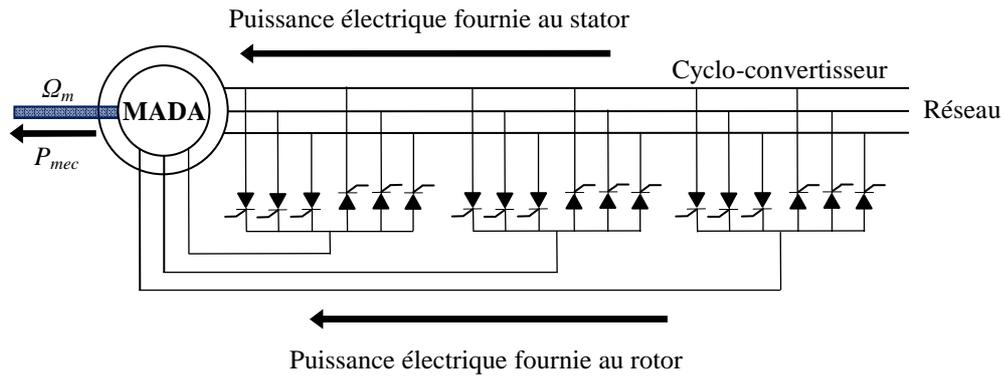


Figure 2.7 : Fonctionnement en moteur alimenté par un cyclo-convertisseur.

### 2.3.2 Fonctionnement en moteur avec deux onduleurs

L'alimentation de la MADA, Dans cette configuration, est assurée par deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs (Figure 2.8).

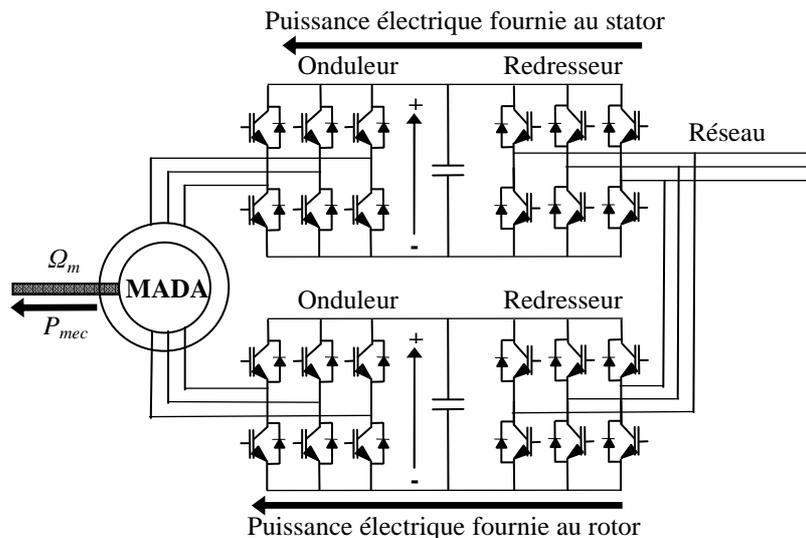


Figure 2.8 Fonctionnement d'une MADA en moteur alimenté par deux onduleurs.

### 2.3.3 Fonctionnement en génératrice avec un seul convertisseur

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau et un convertisseur alimente le rotor comme nous le montre la figure 2.9. Cette solution permet de fournir une tension et une fréquence fixes même lors d'une fluctuation de la vitesse. Dans ce cas la plus grande partie de la puissance est directement distribuée au réseau par le stator et moins de 30% de la puissance totale passe par le convertisseur de puissance à travers le

rotor. Ceci donne l'occasion d'utiliser des convertisseurs plus petits et donc moins coûteux. C'est cette Configuration qui sera retenue dans de notre travail.

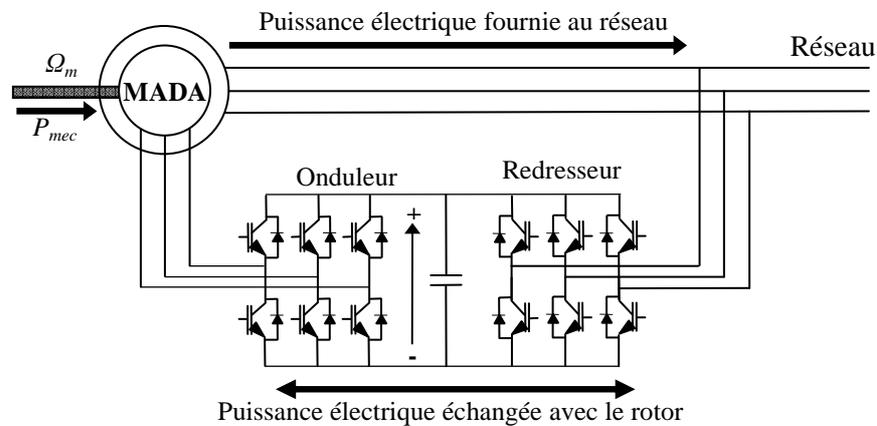


Figure 2.9 : Fonctionnement d'une MADA en génératrice alimentée par un seul convertisseur

## 2.4 Modèle de la MADA en régime non saturé

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices :

- On suppose que les circuits magnétiques non saturés, et suffisamment feuilletés pour que les pertes fer soient négligeables. Les relations entre les flux et les courants sont linéaires. L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires. L'effet de peau est négligé.
- Les enroulements statoriques et rotoriques sont symétriques et la f.m.m est distribuée sinusoidalement le long de la périphérie des deux armatures.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme (constant), les inductances propres sont constantes. Les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoidales de l'angle entre les axes des enroulements rotoriques et statoriques.

### 2.4.1 Modèle de la MADA dans le repère triphasé

La machine asynchrone à double alimentations se compose principalement de deux parties, stator et rotor. Le rotor tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et séparé du stator par un entrefer. En principe les circuits électriques du stator et du rotor sont constitués de trois enroulements identiques couplés en étoile (ou en triangle) à la seule

différence est que celui du rotor relié à trois ou quatre bagues sur lesquelles glissent des balais. Les trois enroulements du stator sont représentés schématiquement sur leurs axes magnétiques respectifs  $s_a$ ,  $s_b$  et  $s_c$ , ainsi que les trois enroulements du rotor sur leurs axes magnétiques respectifs  $r_a$ ,  $r_b$  et  $r_c$ . La représentation schématique de cette machine dans un repère triphasé naturel est donnée par la figure 2.10.

Dans l'hypothèse du non saturation, il est possible d'exprimer les flux magnétiques en fonction des courants et des différentes inductances propres et mutuelles de la MADA. Ils se présentent sous la forme matricielle comme suit :

Au stator :

$$[\psi_s] = [L_s][I_s] + [L_m][I_r] \quad (2.1)$$

Au rotor :

$$[\psi_r] = [L_r][I_r] + [L_m][I_s] \quad (2.2)$$

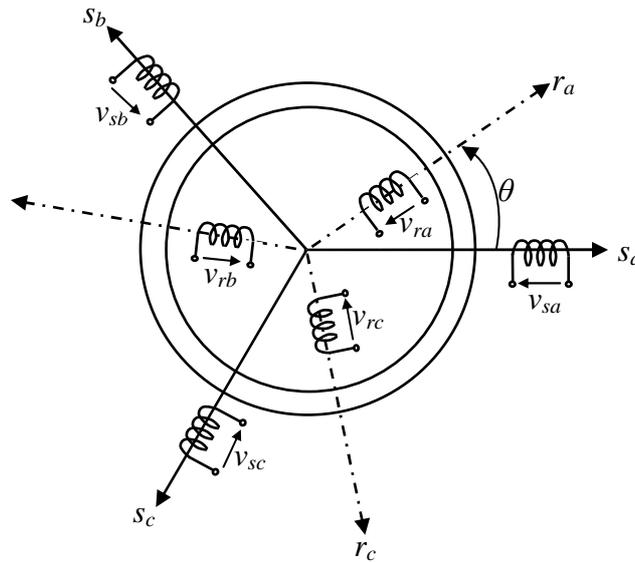


Figure 2.10 : Représentation de la MADA dans le repère triphasé.

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} ; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} ;$$

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

Avec :

$$[\Psi_s] = [\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc}]^T : \text{ Vecteur des flux instantanés des phases a, b et c statoriques ;}$$

$[\Psi_r] = [\psi_{ra}, \psi_{rb}, \psi_{rc}]^T$  : Vecteur des flux instantanés des phases a, b et c rotoriques ;

$[I_s] = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T$  : Vecteur des courants instantanés des phases a, b et c statoriques ;

$[I_r] = [i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]^T$  : Vecteur des courants instantanés des phases a, b et c rotoriques ;

$l_s$  et  $l_r$  : Les inductances propres statoriques et rotoriques.

$m_s$  et  $m_r$  : Les inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques de la MADA, respectivement ;

$M$  : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique ;

$\theta$  : L'angle électrique entre une phase statorique et une autre rotorique.

Le couplage magnétique décrit par les équations (2.1) et (2.2) est utilisé pour déduire les équations des tensions des circuits statorique et rotorique (loi de Faraday), dès lors, on peut écrire:

Au stator :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \quad (2.3)$$

Au rotor :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\psi_r] \quad (2.4)$$

Où :

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

Avec :

$R_s$  et  $R_r$  : Les résistances des enroulements statoriques et rotoriques de la MADA, respectivement.

## 2.4.2 Modèle de la MADA dans le repère de Park

La transformation de Park permet de ramener les variables du repère triphasé ( $a, b, c$ ) sur les axes du repère tournant ( $d, q$ ). Les grandeurs statoriques et rotoriques sont alors exprimées dans un même repère comme le montre la figure 2.11. Le produit matriciel définissant la transformée de Park est le suivant :

$$[x_{dq}] = [P(\theta_a)][x_{abc}] \quad (2.5)$$

$$\text{Avec : } [P(\theta_a)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Avec  $\theta_a$  représente l'angle de rotation du repère (d,q),  $\theta_a = \theta_s$  pour les grandeurs statoriques et  $\theta_a = \theta_r$  pour les grandeurs rotoriques.

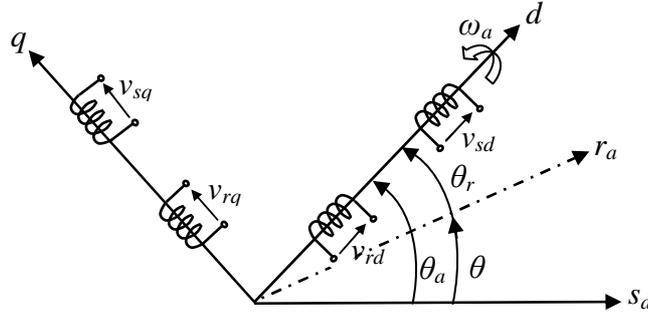


Figure 2.11 : Représentation de la MADA dans le repère de PARK.

Les équations des tensions de cette machine dans ce référentiel sont données par:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_s \psi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_s \psi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \psi_{rd} - \omega_r \psi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \psi_{rq} + \omega_r \psi_{rd} \end{cases} \quad (2.6)$$

Dans l'équation (2.6), la pulsation rotorique  $\omega_r$  est donnée par:

$$\omega_r = \omega_s - \omega_m = g \cdot \omega_s \quad (2.7)$$

Les flux dans l'équation (2.6) sont obtenus à partir du système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (2.8)$$

Avec respectivement :

$v_{sd}, v_{sq}, v_{rd}$  et  $v_{rq}$  : les tensions statoriques et rotoriques directs et en quadrature ;

$i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}$  et  $i_{rq}$  : les courants statoriques et rotoriques directs et en quadrature ;

$\theta_s$  : l'angle électrique du champ tournant statorique ;

$\theta_r$  : l'angle électrique du champ tournant par rapport au rotor ;

$\psi_{sd}$ ,  $\psi_{sq}$ ,  $\psi_{rd}$  et  $\psi_{rq}$  : les flux statoriques et rotoriques directs et en quadrature.

$L_s$  et  $L_r$  : Les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la MADA, respectivement ;

$L_m$  : L'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor (inductance magnétisante) ;

Où :

$$\begin{cases} L_s = l_s - m_s \\ L_r = l_r - m_r \\ L_m = \frac{3}{2} M \end{cases} \quad (2.9)$$

Le système d'équation (2.8) est utilisé pour calculer les composants  $d$  et  $q$  des courants statorique et rotoriques:

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_r \psi_{ds} - L_m \psi_{dr}) \\ i_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_r \psi_{qs} - L_m \psi_{qr}) \\ i_{rd} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_s \psi_{dr} - L_m \psi_{ds}) \\ i_{rq} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_s \psi_{qr} - L_m \psi_{qs}) \end{cases} \quad (2.10)$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad L_s = L_{s\sigma} + L_m, \quad L_r = L_{r\sigma} + L_m \quad (2.11)$$

Les équations (2.7) à (2.11) permettent d'obtenir le schéma équivalent en régime dynamique de la MADA représenté suivant les axes  $d$  et  $q$  (Figure 2.4) [KAR05].

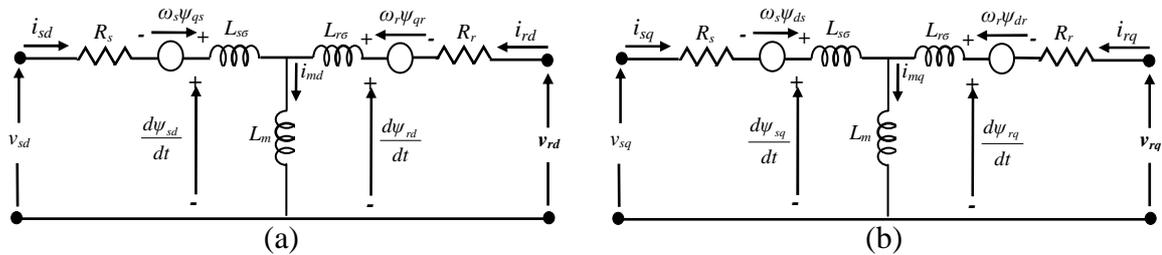


Figure 2.12 : Circuits équivalents de la MADA: (a) suivant l'axe  $d$ , (b) suivant l'axe  $q$ .

Les puissances active et réactive statorique et rotorique s'expriment par:

$$\begin{cases} P_s = v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} \\ Q_s = v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq} \end{cases} \quad (2.12)$$

$$\begin{cases} P_r = v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq} \\ Q_r = v_{rq}i_{rd} - v_{rd}i_{rq} \end{cases} \quad (2.13)$$

Un bilan de puissance appliqué à l'arbre du rotor de la machine permet de déduire l'équation mécanique ou de mouvements suivant la formule :

$$C_m = C_{em} + f_v \cdot \Omega + J_g \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.14)$$

Où :

$C_m$  : le couple mécanique appliqué au rotor de la MADA ;

$C_{em}$  : le couple électromagnétique ;

$f_v$  : le coefficient de frottement visqueux de la MADA ;

$\Omega$  : la vitesse de rotation de l'axe de la MADA ;

$J_g$  : l'inertie des parties tournantes de la MADA.

En tenant compte des expressions précédentes, nous pouvons avoir plusieurs expressions du couple électromagnétique toutes égales :

$$\begin{cases} C_{em} = -p(\psi_{rq}i_{rd} - \psi_{rd}i_{rq}) \\ C_{em} = -p(\psi_{sd}i_{sq} - \psi_{sq}i_{sd}) \\ C_{em} = -pL_m(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \\ C_{em} = -p\frac{L_m}{L_s}(\psi_{sd}i_{rq} - \psi_{sq}i_{rd}) \end{cases} \quad (2.15)$$

## 2.5 Modélisation de la MADA en régime saturé

Le modèle de la MADA établi dans la section précédente est simplifié. Il ne prend pas en compte la saturation du circuit magnétique. Or, dans la plupart des cas, la machine fonctionne en régime saturé. Afin d'accroître la précision de ce modèle, il est nécessaire de prendre en compte l'effet de saturation magnétique dans la modélisation.

La saturation des matériaux ferromagnétiques est un phénomène physique complexe difficile à modéliser. Dans les machines électriques, la saturation apparaît d'abord dans les zones où la section de passage des lignes de champ est la plus faible (comme les dents

entre les encoches). Il s'agit donc d'un phénomène local. Différentes méthodes sont envisageables pour prendre en compte la saturation du circuit magnétique [MOU06] [NES07]:

- ✓ Une méthode consiste à définir la géométrie exacte de la machine et de calculer le flux magnétisant à partir de l'induction d'entrefer en tenant compte des chutes de potentiel magnétique à travers la partie ferromagnétique de la machine. On résout alors les équations de Maxwell associées aux lois de comportement des matériaux employés en utilisant les méthodes numériques.
- ✓ Méthode du réseau de perméances : elle consiste à découper l'ensemble de la machine en petites portions magnétiques homogènes et d'associer à chaque perméance élémentaire la caractéristique magnétique des matériaux correspondants.
- ✓ Méthode globale : la saturation est prise en compte par l'intermédiaire de la courbe de variation des inductances (magnétisante et de fuites) en fonction du courant qui les traverse.

Les deux premières méthodes aboutissent à une modélisation complexe très lourde à manipuler. Ainsi, nous préférons du point de vue pratique utilisés la dernière méthode. En effet, la transformation de Park étant une transformation mathématique des grandeurs statoriques et rotoriques, rien n'empêche, a priori, de l'appliquer à une machine saturée. Néanmoins, avant de passer à la modélisation, Toutes les hypothèses citées précédemment, hormis la saturation, sont encore valables.

Nous allons aborder dans ce qui suit la modélisation de ce phénomène de saturation. Différentes techniques d'introduction de la saturation dans le modèle de Park de la machine asynchrone ont été proposées comme dans [BIS01], [IOR14], [LEV95], [JAB07], [MOU06], [MON13], [NAR05], [NES07], [JAB08] et [ZHA08]. Ces auteurs utilisent des techniques de réajustement de l'inductance mutuelle pour prendre en compte la saturation magnétique.

Dans [BIS01], [JAB07], [LEV95], [MON13], [MOU06], [IOR14] et [NES07] la saturation a été prise en compte dans les chemins du flux de magnétisation uniquement pour les machines asynchrones à cage d'écureuil et auto-excités. Dans ces travaux, l'effet de saturation du flux de fuite est ignoré. Dans [NAR05] [ZHA08], le modèle proposé de la MADA, ne considère que l'effet de saturation du flux magnétisant. Dans [ABD09] la saturation des flux de fuite est prise en compte dans le modèle de MADA, tandis que la saturation du flux magnétisant est négligée.

Dans ce travail l'effet, à la fois, de la saturation du flux magnétisant et des flux de fuite sera considéré dans la modélisation de la MADA à travers l'utilisation des facteurs de

saturation. Pour cela, deux modèles saturés sont développés. Dans le premier modèle, l'effet de saturation du flux mutuel est considéré tandis que la saturation des flux de fuite est ignorée. Dans le deuxième modèle, la saturation du flux mutuel et des flux de fuite sont considérés en même temps.

### 2.5.1 Modèle de la MADA en tenant compte de la saturation du flux magnétisant

Le modèle de la MADA qui tient en compte de la saturation du flux magnétisant peut être établi en utilisant celui non saturé développé dans la section précédente. Dans cette approche, l'inductance magnétisante  $L_m$  dans les équations (2.9) à (2.11) est remplacée par sa valeur saturée correspondante  $L_{ms}$ . Cette dernière est obtenue en ajustant l'inductance non saturée  $L_m$  par un facteur de saturation  $K_{sm}$ . Ce dernier est fonction du courant magnétisant  $i_m$  et correspondant à l'état de saturation. Celui-ci est utilisé pour localiser le point sur la courbe caractérisant la saturation du flux magnétisant.

Grâce à la perpendicularité des axes de *Park* (Figure 2.13), nous avons la possibilité de retrouver l'amplitude du courant magnétisant de la machine de manière quadratique comme suit :

$$i_m = \sqrt{i_{md}^2 + i_{mq}^2} \quad (2.16)$$

Avec  $i_{md}$  et  $i_{mq}$  sont les composantes de  $i_m$  sur les axes  $d$  et  $q$ .

Sur le schéma équivalent de la figure 2.12, on peut lire :

$$i_{md} = i_{sd} + i_{rd}, \quad i_{mq} = i_{sq} + i_{rq} \quad (2.17)$$

L'inductance magnétisante saturée  $L_{ms}$  peut être exprimée en fonction du courant magnétisant  $i_m$  par la fonction mathématique suivante:

$$L_{ms} = \begin{cases} L_m & i_m < I_{msat} \\ K_{sm}(i_m).L_m & i_m \geq I_{msat} \end{cases} \quad (2.18)$$

Où :  $I_{msat}$  représente la valeur du courant magnétisant pour lequel le flux magnétisant commence à se saturer.

Le facteur de saturation  $K_{sm}$  peut être représenté par la fonction suivante [MON13]:

$$K_{sm}(i_m) = \begin{cases} 1 & i_m < I_{msat} \\ \frac{2}{\pi} \left[ \arcsin\left(\frac{I_{msat}}{i_m}\right) + 0.5 \sin\left(2 \arcsin\left(\frac{I_{msat}}{i_m}\right)\right) \right] & i_m \geq I_{msat} \end{cases} \quad (2.19)$$

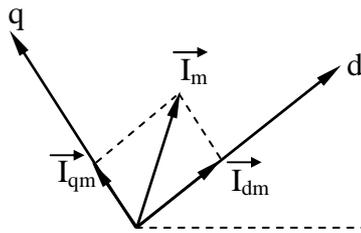


Figure 2.13 : Courant magnétisant sur le repère  $(d, q)$ .

Le courant  $I_{msat}$  est généralement de l'ordre de 70%  $I_n$ , où  $I_n$  est la valeur efficace du courant nominal [KAR05], [JAB07]. Dans notre travail ce courant a été choisi égal à  $0,7 \times I_n = 6 \text{ A}$ . Le facteur de saturation du flux magnétisant  $K_{sm}(i_m)$ , le flux magnétisant saturé  $\psi_m(i_m)$  et l'inductance magnétisante saturée  $L_{ms}(i_m)$  sont représentés sur la figure 2.14.

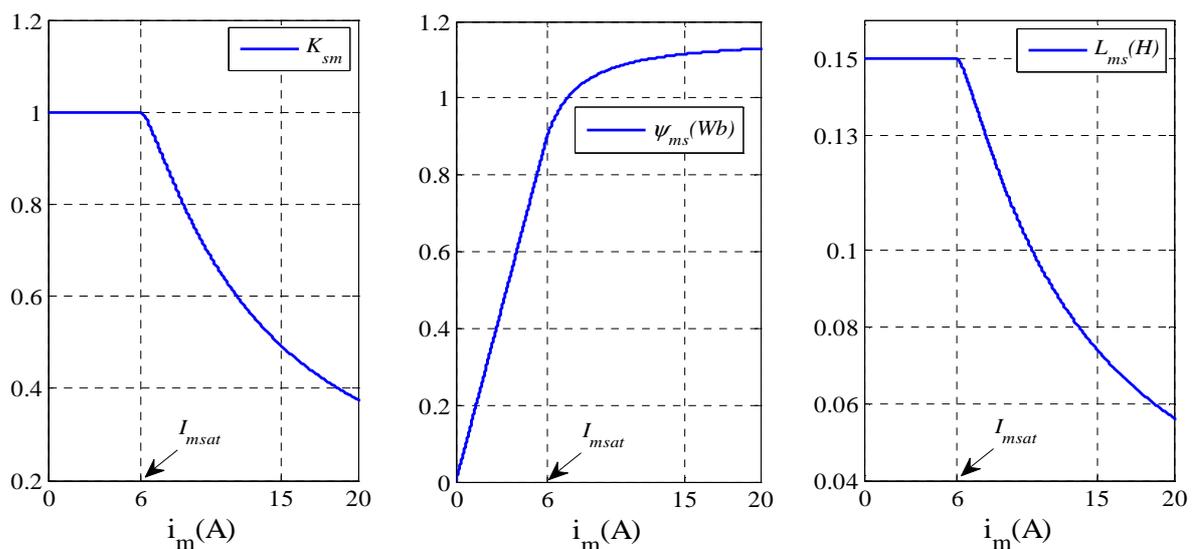


Figure 2.14 : Caractéristiques magnétisantes.

### 2.5.2 Modèle de la MADA en tenant compte de la saturation du flux magnétisant et des flux de fuite

Pour une analyse précise de la MADA, la représentation de la saturation doit également prendre en compte la variation des inductances de fuite du stator et du rotor suite à la saturation des flux de fuite [JAB07].

Afin de prendre en compte ce phénomène dans le modèle de la MADA, les inductances de fuite statoriques et rotoriques ( $L_{s\sigma}$ ,  $L_{r\sigma}$ ) dans l'équation (2.11) sont

remplacées par leurs valeurs saturées ( $L_{s\sigma s}, L_{r\sigma s}$ ). Ces dernières sont déterminées en ajustant leurs valeurs non saturées ( $L_{s\sigma}, L_{r\sigma}$ ) par un facteur de saturations  $K_{s\sigma}$ . Celui-ci est fonction du courant associé à chaque inductance de fuite.

Les inductances de fuite saturées ( $L_{s\sigma s}, L_{r\sigma s}$ ) peuvent être exprimées en fonction du courant du stator ou du rotor, respectivement, comme suit :

$$L_{s\sigma s}(i_s) = \begin{cases} L_{s\sigma} & i_s < I_{sat} \\ K_{s\sigma}(i_s).L_{s\sigma} & i_s \geq I_{sat} \end{cases} \quad (2.20)$$

$$L_{r\sigma s}(i_r) = \begin{cases} L_{r\sigma} & i_r < I_{sat} \\ K_{s\sigma}(i_r).L_{r\sigma} & i_r \geq I_{sat} \end{cases} \quad (2.21)$$

Le facteur de saturation  $K_{s\sigma}$  du flux de fuite est exprimé par la fonction [MON13]:

$$K_{s\sigma}(i) = \begin{cases} 1 & i < I_{sat} \\ \frac{2}{\pi} \left[ \arcsin\left(\frac{I_{sat}}{i}\right) + 0.5 \sin\left(2 \arcsin\left(\frac{I_{sat}}{i}\right)\right) \right] & i \geq I_{sat} \end{cases} \quad (2.22)$$

La valeur limite du courant  $I_{sat}$  pour laquelle la saturation commence à apparaître à travers l'inductance de fuite, est généralement pour un courant plus élevé ( $>$  à  $I_n$ ) [JAB07].

## 2.6 Validation des modèles proposés par simulation

La simulation a été effectuée en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK. La machine, connectée directement au réseau électrique, est alimentée au stator par un système de tension triphasé supposé parfait ( $V_s=380 \text{ V}, f_s=50 \text{ Hz}$ ) tandis que son rotor est autopiloté par un système de tension triphasée réduite ( $V_r=25\text{V}, f_r=g \times 50\text{Hz}$ ). La génératrice est entraînée au rotor par une turbine éolienne à une vitesse moyenne de vent constante et égale à 10,3 m/s ce qui correspond à une vitesse nominale de la machine égale à 150 rad/s en mode hypo-synchrone (voir figure 2.15). Les paramètres de la MADA utilisés dans les simulations du présent travail sont présentés dans l'annexe C (Tableau C.3).

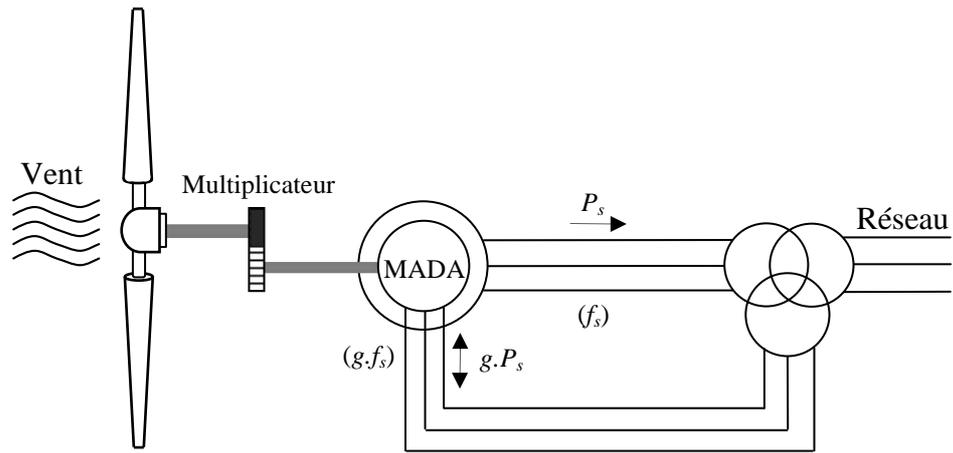


Figure 2.15 : Schéma d'une MADA autopilotée par le rotor et entraînée par une turbine éolienne.

Comme nous l'avons annoncé précédemment, pour prendre en considération les effets de saturation magnétique, il est nécessaire de changer les valeurs des inductances du flux mutuel et des flux de fuite à chaque instant. Pour cette raison il est nécessaire d'avoir accès aux modèles avec les multiplicateurs  $K_{sm}$ ,  $K_{s\sigma s}$  et  $K_{s\sigma r}$ . Le schéma de la Figure 2.16 permet d'illustrer l'implantation des inductances  $L_{ms}$ ,  $L_{s\sigma s}$  et  $L_{r\sigma s}$ . Les « Switchs » présents dans cette figure servent à choisir le mode saturé ou non du modèle.

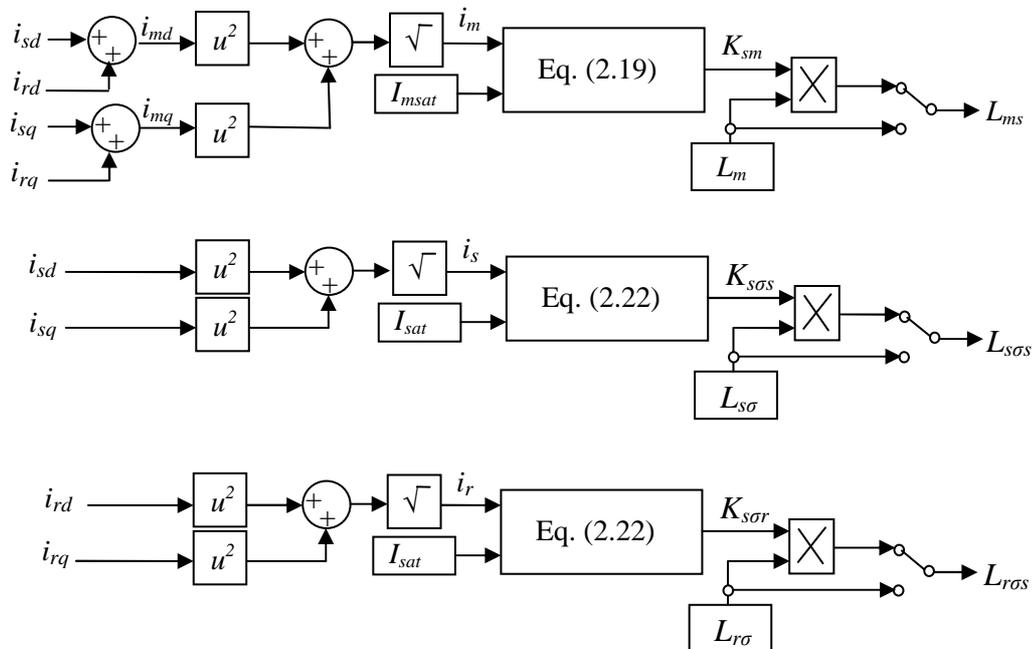


Figure 2.16 : Schéma bloc du calcul des inductances  $L_{ms}$ ,  $L_{s\sigma s}$  et  $L_{r\sigma s}$ .

Les performances de la MADA relatives à ce test ont été déterminées pour trois cas de saturation. Dans le premier cas, la saturation du flux magnétisant et la saturation des flux de fuite ont été ignorées dans la modélisation de la MADA (Modèle 1). Dans le second cas, l'effet de saturation du flux magnétisant est considéré tandis que l'effet de saturation des flux de fuite est ignoré (Modèle 2). Dans le troisième cas, la saturation du flux magnétisant et des flux de fuites sont, à la fois, considérées dans la modélisation de la machine (Modèle 3).

Afin de voir le comportement de la génératrice en régime transitoire sévère (démarrage et court-circuit) et permanent, la simulation a été effectuée dans des différentes conditions de fonctionnement, à savoir : un démarrage direct, une chute de tension et un court-circuit aux bornes de la machine.

### 2.6.1 Lors d'un démarrage direct

Afin de vérifier les deux modèles développés et voir le comportement dynamique de la MADA en régime saturé, il est nécessaire de les comparer avec celui non saturé lors d'un démarrage direct. Les trois cas de saturation considérés sont présentés sur la figure 2.17. Cette figure montre les réponses des courants directs et en quadratures statorique et rotoriques ainsi que le courant d'une phase statorique et le couple électromagnétique. On peut noter, en comparant le modèle 1 (non saturé) avec le modèle 2 (saturation du flux mutuel) et le modèle 3 (saturation du flux mutuel et de fuite), que l'effet de saturation a augmenté considérablement les courants du stator et du rotor pendant la période transitoire de démarrage. Cependant, il n'est pas important sur le régime permanent (figures 2.17.a, 2.17.b, 2.17.c et 2.17.d). La figure 2.17.e montre le courant d'une phase statorique où on remarque une augmentation importante durant la phase de démarrage. Il se stabilise en régime permanent avec un faible accroissement. Dans le cas du couple, une diminution est de l'ordre de 20 N.m lors de démarrage (figure 2.17.f.) à cause de la diminution de l'inductance magnétisante pour des valeurs importantes du courant. On peut aussi voir sur ces figures qu'il y a un écart entre les résultats calculés par le modèle qui prend en compte uniquement la saturation du flux magnétisant (Modèle 2) et ceux calculés par le modèle qui considère, en même temps, la saturation du flux magnétisant et des flux de fuite (Modèle 3). En outre, il peut être remarqué, sur cette figure, que le temps attribué par la machine pour atteindre le régime permanent est réduit si les résultats sont calculés par le modèle qui considère la saturation du flux magnétisant et des flux de fuite en même temps (modèle 3). Cela s'explique par le fait qu'un courant plus grand

dû à l'intégration simultanée de la saturation du flux magnétisant et du flux de fuite dans la modélisation aide la machine à atteindre son régime permanent plus rapidement.

### 2.6.2. Lors d'une chute de tension aux bornes de la machine

Selon les définitions décrites par IEEE pour la qualité d'alimentation, la chute de tension instantanée est définie comme une diminution comprise entre  $0,1$  et  $0,9 pu$ , de la valeur efficace de la tension d'alimentation, pour une courte durée [JAB07]. A cet effet, à  $t=0.1s$  on considère une chute de tension typique où la valeur efficace de la tension aux bornes de la machine chute à 75% de sa valeur initiale. Puis à  $t=0.2s$  la tension sera restituée à sa valeur avant la chute de tension. Dans ce cas, l'effet de saturation du flux de fuite a augmenté les courants de la machine par rapport aux résultats calculés en considérant que la saturation du flux mutuel et lorsqu'en ignorant complètement la saturation comme le montre les figures 2.18.a, 2.18.b, 2.18.c et 2.18.d. La figure 2.18.e montre le courant d'une phase statorique où on remarque une augmentation importante durant la phase de démarrage. Il se stabilise en régime permanent avec une faible augmentation d'environ 3 A. Dans le cas du couple, une diminution est constatée par suite de la diminution de l'inductance magnétisante (figure 2.18.f.).

### 2.6.3 Lors d'un court-circuit aux bornes de la machine

Dans ce test, on provoque, à  $t = 0,1 s$ , une interruption momentanée de la tension d'alimentation statorique de la machine (issue du réseau) par le court circuit de ses bornes. Alors à  $t = 0,2 s$ , l'alimentation sera rétablie à sa valeur avant le court-circuit. Un court-circuit aux bornes de la machine peut être considéré comme une chute de tension importante dans laquelle la tension chute à 0 V. Il peut être remarqué sur la figure 2.19 que les constatations ci-dessus dans le cas de la chute de tension peuvent être également acceptables dans ce test. Dans ce cas, l'effet de saturation du flux de fuite a augmenté les courants de la machine environ 50-75 A par rapport aux résultats calculés en considérant que la saturation du flux mutuel ou en ignorant complètement la saturation comme le montre les figures 2.19.a, 2.19.b, 2.19.c et 2.19.d. La figure 2.19.e montre le courant d'une phase statorique où on remarque une augmentation importante durant la phase de démarrage. Il se stabilise en régime permanent avec une faible augmentation d'environ 3 A. Dans le cas du couple, une diminution est remarquable lors de la restitution de la tension (figure 2.19.f.).

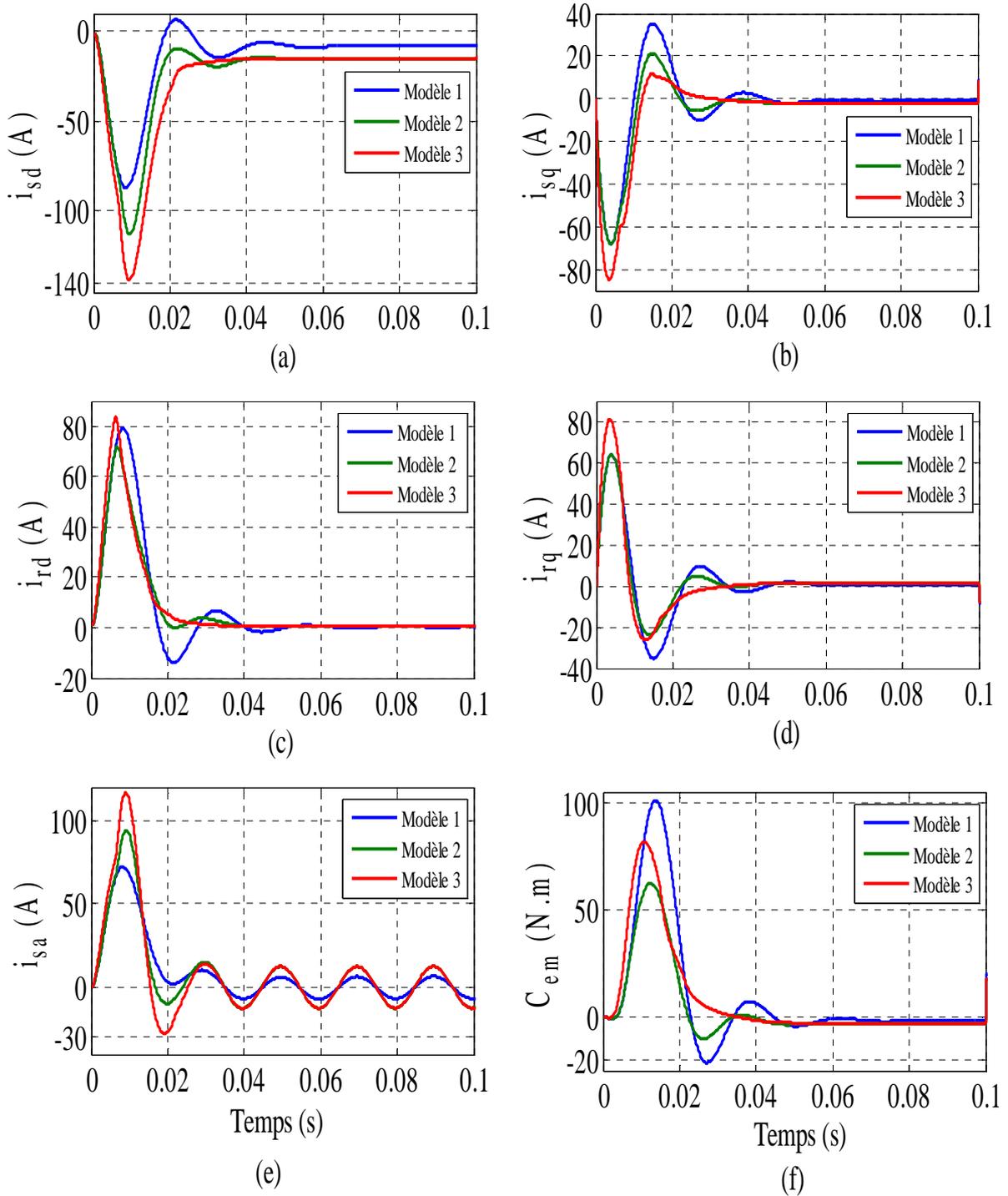


Figure.2.17 : Réponses dynamiques d'une MADA lors d'un démarrage direct  
 (a)  $i_{ds}$ , (b)  $i_{qs}$ , (c)  $i_{dr}$ , (d)  $i_{qr}$ , (e)  $I_{as}$ , (f)  $C_{em}$ .

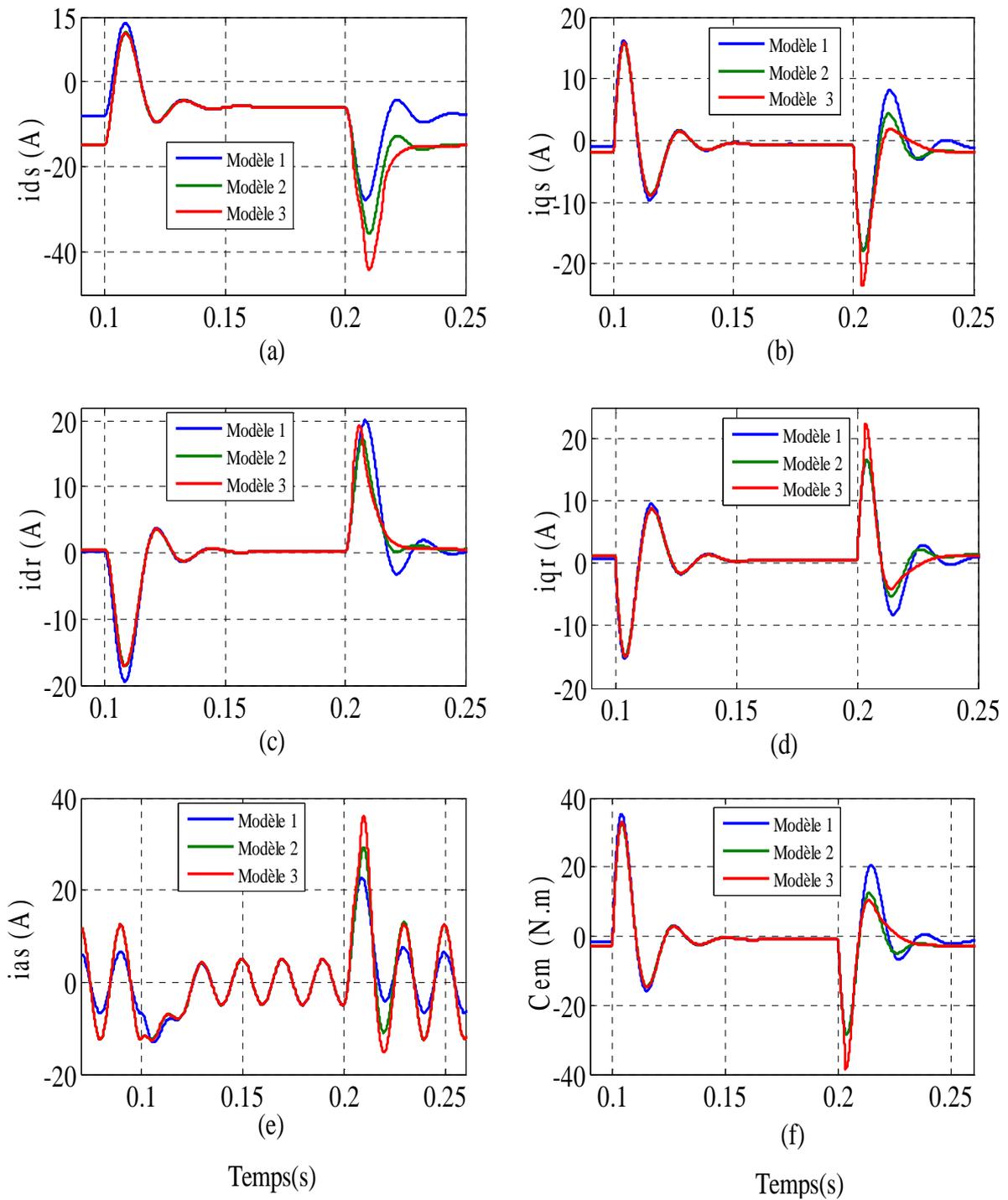


Figure.2.18 : Réponses dynamiques d'une MADA dues à une chute de Tension statorique:  
 (a)  $i_{d_s}$ , (b)  $i_{q_s}$ , (c)  $i_{d_r}$ , (d)  $i_{q_r}$ , (e)  $I_{a_s}$ , (f)  $C_{em}$

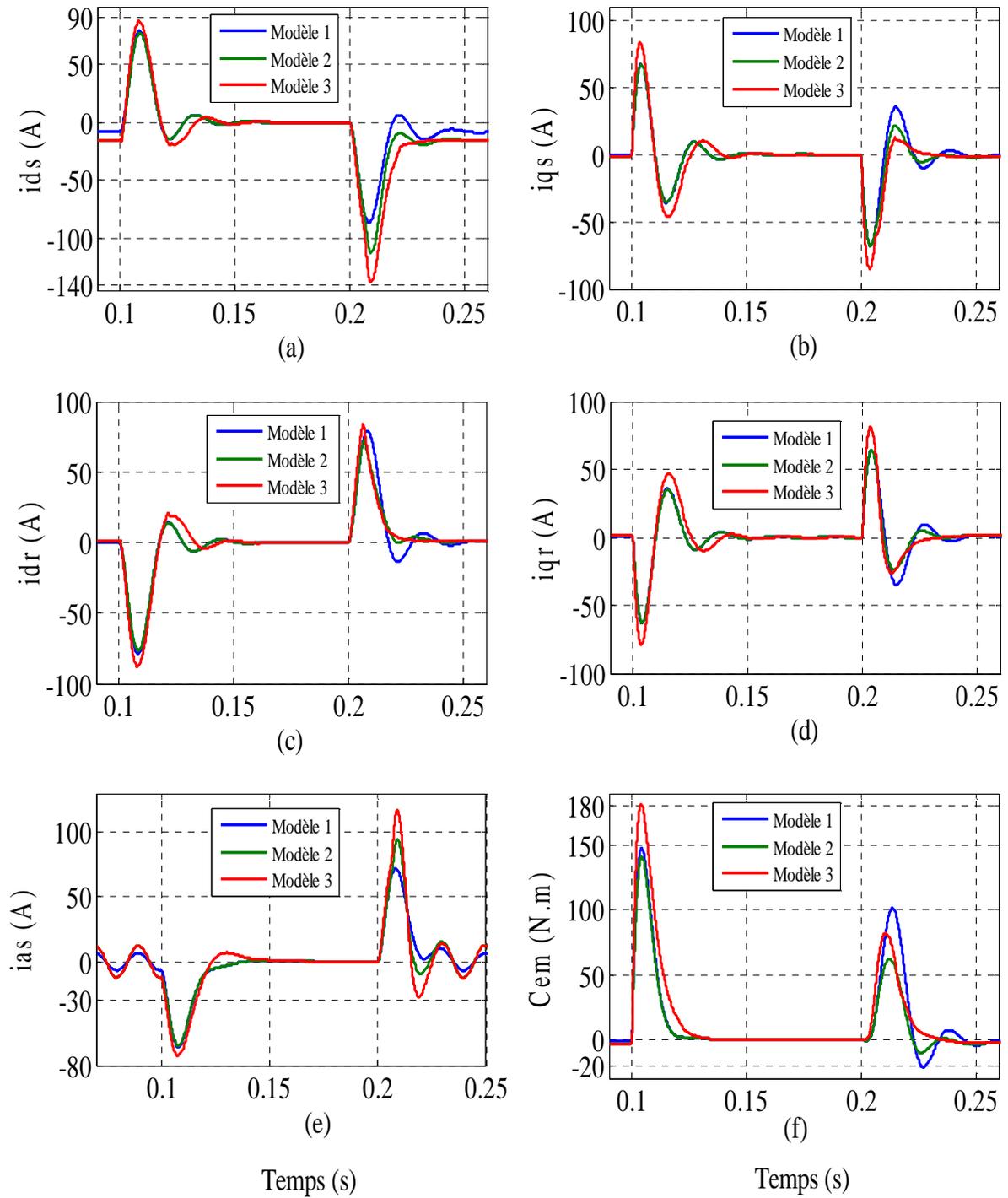


Figure 2.19 : Réponses dynamiques d'une MADA dues à un court-circuit à ses bornes:  
 (a)  $i_{ds}$ , (b)  $i_{qs}$ , (c)  $i_{dr}$ , (d)  $i_{qr}$ , (e)  $i_{as}$ , (f)  $C_{em}$

## 2.7 Modélisation des convertisseurs de puissance

### 2.7.1. Description des composants du système d'alimentation de la MADA

Comme le montre la figure (2.20), la partie convertisseurs de puissance reliant le rotor de la MADA avec le réseau est principalement constituée par :

- Le convertisseur côté machine qui permet de contrôler les puissances active et réactive échangées entre le stator de la MADA et le réseau ;
- Un bus continu ;
- Le convertisseur côté réseau qui contrôle la tension (bus continu) et la puissance réactive échangée entre le rotor et le réseau.

Les convertisseurs sont bien évidemment commandés en MLI (PWM).

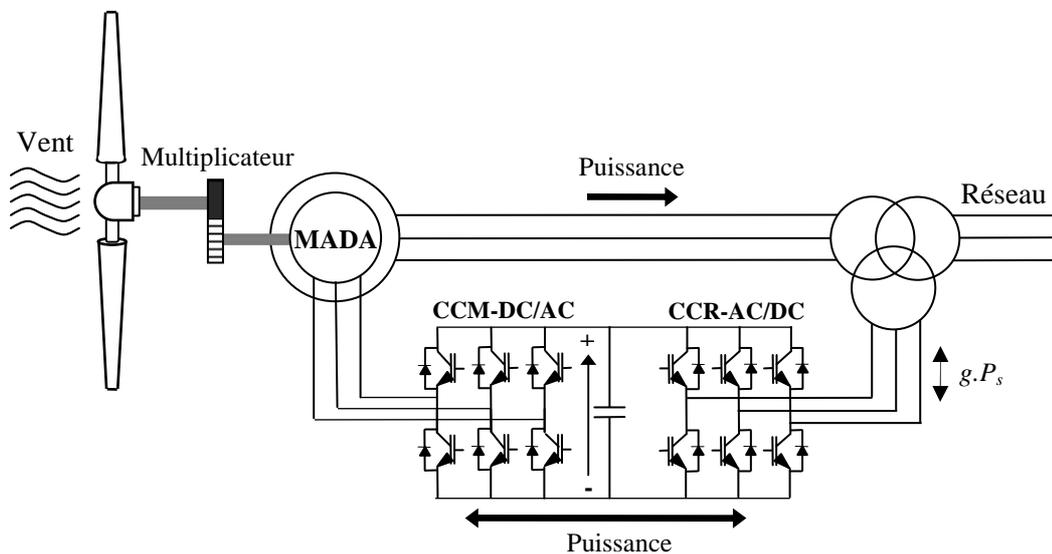


Figure 2.20 : Composants du système d'alimentation de la MADA.

### 2.7.2 Modélisation du convertisseur côté machine (CCM)

Le convertisseur coté machine est un onduleur de tension assurant la conversion continu-alternatif (figure 2.21). Il est composé de six transistors shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération qui permettent de renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage à l'entrée de l'onduleur.

Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

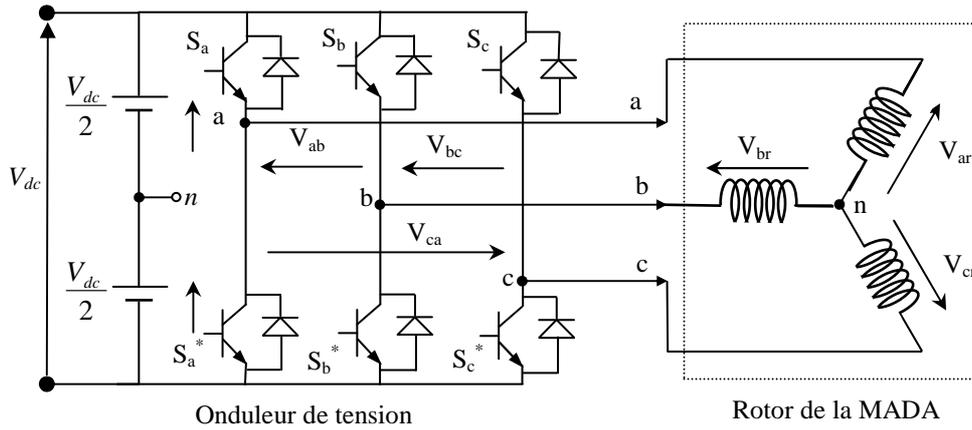


Figure 2.21 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le rotor de la MADA.

### 2.7.2.1 Modélisation de l'onduleur de tension

L'état des interrupteurs de l'onduleur est représenté théoriquement par trois fonctions de connexions,  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ), elle que pour le  $i^{\text{ème}}$  bras de l'onduleur :

$$\begin{cases} S_i = 1 & \text{si l'interrupteur du demi - haut (a, b ou c) est fermé.} \\ S_i = 0 & \text{si l'interrupteur du demi - bas (a, b ou c) est fermé.} \end{cases}$$

Pour les tensions composées, on a :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_c (S_a - S_b) \\ V_{bc} = V_c (S_b - S_c) \\ V_{ca} = V_c (S_c - S_a) \end{cases} \quad (2.23)$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé, on a alors :

$$V_{ar} + V_{br} + V_{cr} = 0 \quad (2.24)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ar} = \frac{V_{dc}}{6} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_{br} = \frac{V_{dc}}{6} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_{cr} = \frac{V_{dc}}{6} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (2.25)$$

Donc, on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

### 2.7.2.2 Commande de l'onduleur de tension

Dans la littérature se présentent différentes méthodes de commande de l'onduleur de tension. Parmi elles, deux variantes de commande se distinguent: la MLI sinusoïdale (PWM : Pulse Width Modulation) et la MLI vectorielle, (SVM : Space Vector Modulation).

Il est certain que le choix d'une meilleure stratégie de commande d'un onduleur, alimentant une MADA, améliore considérablement les performances du système.

Dans ce travail, nous allons utiliser la technique à MLI (triangulo-sinusoïdale), mentionnées ci-dessus.

- **Stratégie de commande triangulo-sinusoïdale (MLI sinusoïdale)**

La stratégie MLI sinusoïdale est une technique très utilisée en industrie et largement passée en revues dans la littérature. Le principe de cette technique consiste à comparer un signal de référence (modulante) à une porteuse (Figure 2.22). Le signal de référence représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Quant à la porteuse, elle définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur, c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence. Les instants de commutations des interrupteurs (figure 2.23) sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et les références. La fréquence de commutation est fixée par la porteuse.

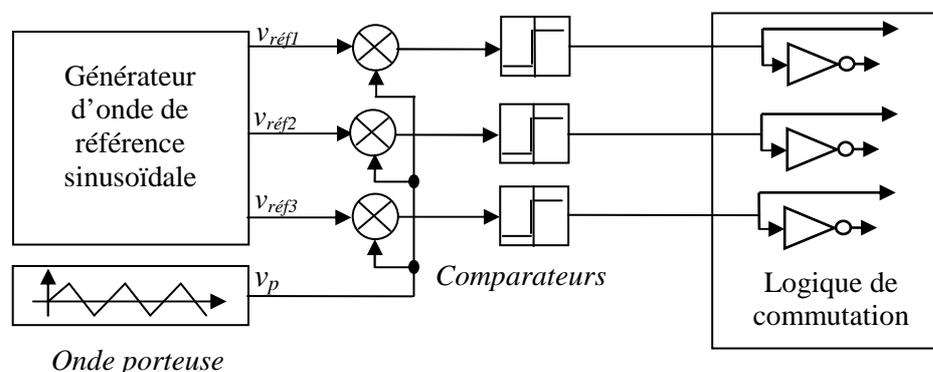


Figure 2.22 Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale

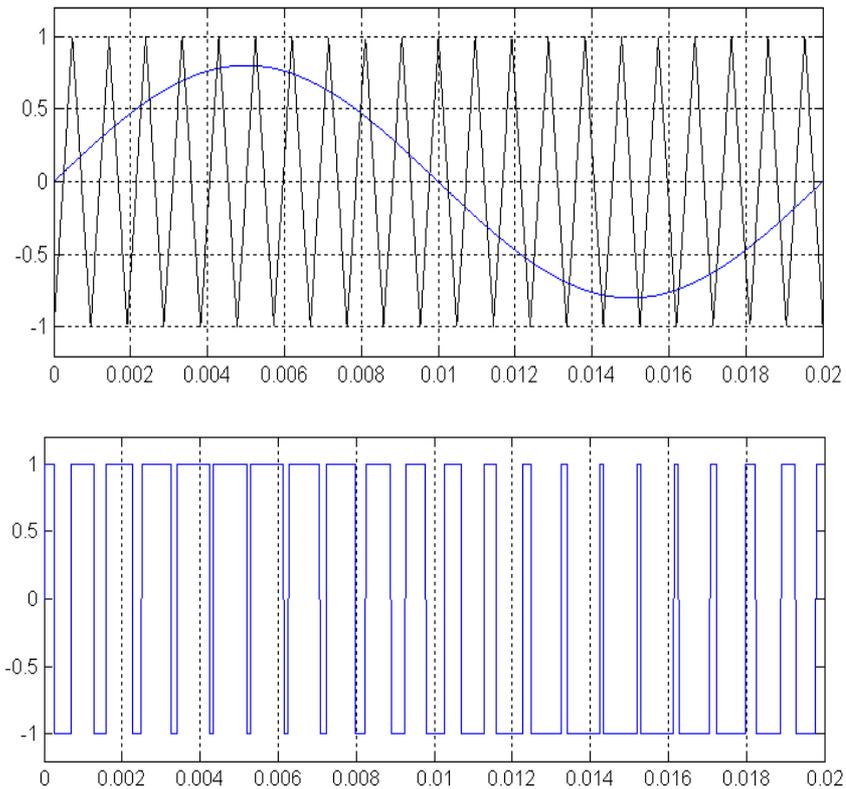


Figure 2.23 : Signal de commande ‘ $S_a$ ’ des interrupteurs de l’onduleur.

La tension simple générée par cette technique est proche de la sinusoïde. Pour réduire les harmoniques, on agit sur deux paramètres caractérisant cette stratégie de commande, qui sont:

- L’indice de modulation :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (2.27)$$

- Le taux de modulation

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (2.28)$$

Un choix judicieux de  $m$  permet de rejeter les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite le filtrage et le paramètre  $r$  est choisi de telle sorte que l’amplitude de la référence reste inférieure à celle de la porteuse pour que certaines intersections ne disparaissent pas.

## 2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une approche pour la modélisation de la MADA. Après avoir donné un aperçu sur les différents modes et configurations de la MADA, nous avons présenté un modèle non saturé établi dans le repère de Park. Ensuite, pour avoir un modèle plus précis, la saturation du flux mutuel et du flux de fuite a été prise en compte dans la modélisation. La considération de ce phénomène est importante dans le calcul des régimes dynamiques de la MADA comme l'ont montré les résultats comparatifs entre les différents modèles développés.

Il est important de se rappeler que l'approche utilisée a été réalisée afin que les modèles développés dans ce chapitre soient adaptés pour une utilisation dans l'élaboration d'une commande de la MADA en régime saturé.

Enfin, nous avons modélisé le convertisseur coté machine utilisé pour l'alimentation du rotor de la MADA. Ce convertisseur a été commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion.

## **CHAPITRE 3 :**

# **STRATEGIES DE COMMANDES EN PUISSANCES APPLIQUEES A LA MADA EN REGIME SATURE**

### 3.1 Introduction

Dans l'élaboration de n'importe quelle commande d'un convertisseur électromécanique, il y a particulièrement des anomalies entre le système réel et son modèle mathématique. Cette distinction peut être due à la variation des paramètres de la dynamique du système ou à l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices dans l'établissement de son modèle. Ceci a mené à un intérêt intense pour une formulation des méthodes de contrôle robustes qui cherchent à résoudre ce problème [BOUD15]. Dans ce contexte, nous présenterons dans le présent chapitre, des stratégies de commandes en puissances statoriques basées sur le contrôle vectoriel appliquées à la MADA en régime saturé. Pour cela, la MADA sera pilotée par les tensions rotoriques afin de contrôler indépendamment les puissances (active et réactive) échangées avec le réseau électrique.

Nous allons maintenant procéder à la synthèse des lois nécessaires à la réalisation de ces commandes. Dans un premier temps, la synthèse d'une commande à flux orienté (directe et indirecte) à base d'un régulateur PI standard est réalisée. Ce type de régulateur reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industriels. Afin de comparer ses performances à d'autres régulateurs plus robustes, nous effectuons également la synthèse d'un régulateur par mode glissant classique d'ordre un (SMC). Cependant, la discontinuité de cette stratégie de commande engendre le phénomène de broutement (Chattering). A cet effet, la synthèse d'un régulateur par mode de glissant d'ordre deux (SOSMC), basé sur l'algorithme de supertwisting, est également élaborée afin de minimiser ce phénomène. Des simulations sont réalisées pour comparer ces régulateurs en terme de suivie de consignes, sensibilité à l'effet de saturation magnétique et robustesse vis-à-vis les variations des résistances (statorique et rotorique). A la fin de ce chapitre, un essai est réalisé avec la turbine éolienne afin d'obtenir des conditions de fonctionnement proches de celles d'un système éolien réel.

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

En vue d'une commande découplée en puissance active et réactive de la MADA, il est plus judicieux de lier le repère  $(d,q)$  au champ tournant statorique, qui est relatif à la fréquence du réseau électrique. Par conséquent, le repère de Park sera synchronisé avec le flux statorique (Figure 3.1) [BOY06].

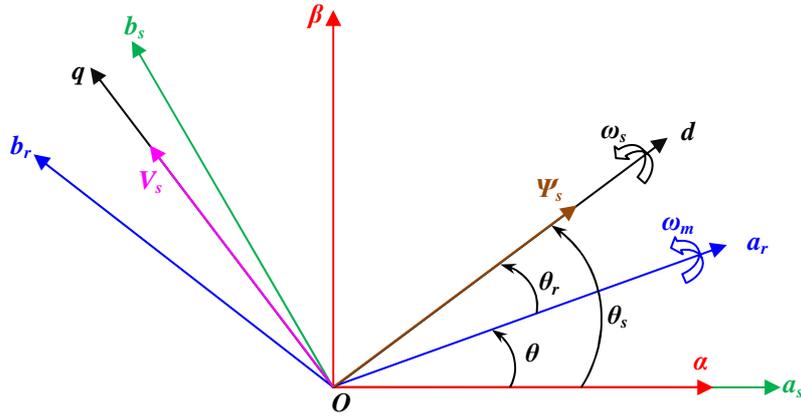


Figure 3.1 : Orientation de l'axe  $d$  sur le flux statorique.

L'orientation de l'axe  $d$  sur le flux statorique, permet d'écrire:

$$\begin{cases} \psi_{sd} = \Psi_s \\ \psi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

De plus, dans le mode normal de fonctionnement, les tensions imposées par le réseau sont sinusoïdales et de fréquence constante, donc on peut supposer que le flux statorique ne subit pas de transitoires donc on peut écrire:

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = 0 \quad (3.2)$$

L'amplitude du flux statorique reste approximativement constante quand le circuit du stator est connecté au réseau. A partir de l'équation (2.9) et en tenant compte de l'équation (3.1), les flux statoriques s'écrivent:

$$\begin{cases} \Psi_s = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ 0 = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (3.3)$$

A partir de l'équation (3.3), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\Psi_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \\ i_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (3.4)$$

En remplaçant dans l'équation des flux rotoriques (2.9), les courants statoriques données par l'expression (3.4), on obtient :

$$\begin{cases} \psi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \Psi_s \\ \psi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} \end{cases} \quad (3.5)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} : \text{Le coefficient de dispersion électromagnétique.}$$

Il est à noter que dans la plupart des travaux de la littérature concernant la modélisation de la MADA en vue de sa commande, la résistance  $R_s$  de l'enroulement statorique est négligée [POI03], [BOY06], [GAI10]. Dans ce travail cette hypothèse sera encore adoptée. Les composantes directe et en quadrature des tensions de la MADA s'écrivent donc [POI03]:

$$\begin{cases} v_{sd} = 0 \\ v_{sq} = V_s = \omega_s \Psi_s \end{cases} \quad (3.6)$$

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rd} - g \omega_s \sigma L_r i_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + g \omega_s \sigma L_r i_{rd} + g \frac{L_m}{L_s} V_s \end{cases} \quad (3.7)$$

En considérant les équations (2.15) et (3.1), le couple électromagnétique se réduit à :

$$C_{em} = -p \frac{L_m}{L_s} \Psi_s i_{rq} \quad (3.8)$$

Alors, le couple est proportionnel à la composante de l'axe en quadrature du courant, ainsi, le contrôle du couple est effectué à partir de la régulation du courant  $i_{rq}$ .

L'adaptation de l'équation des puissances (2.12) au système d'axes choisi et aux hypothèses simplificatrices effectuées dans notre cas ( $v_{sd} = 0$ ), donne :

$$\begin{cases} P_s = V_s i_{sq} \\ Q_s = V_s i_{sd} \end{cases} \quad (3.9)$$

En remplaçant les courants statoriques dans l'équation (3.9) par leurs expressions de l'équation (3.4) et considérant l'équation (3.6), nous obtenons les expressions des puissances active et réactive comme suit:

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{L_m}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = V_s \frac{\Psi_s}{L_s} - V_s \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \end{cases} \quad (3.10)$$

Ce qui signifie que la puissance active peut être contrôlée par la régulation du courant  $i_{rq}$  et que la puissance réactive peut être contrôlée par la régulation du courant  $i_{rd}$ .

Ces expressions montrent que dans l'hypothèse où le flux  $\psi_{sd} = \Psi_s$  est maintenu constant (cette condition est assurée dans le cas d'un réseau stable connecté au stator de la MADA), le choix du repère  $(d, q)$  rend le couple électromagnétique produit par la MADA, et par conséquent la puissance statorique, proportionnelle au courant rotorique d'axe  $q$ . La puissance réactive statorique, quant à elle, n'est pas proportionnelle au courant rotorique d'axe  $d$  due à une constante imposée par le réseau. Ainsi, ces puissances statoriques peuvent être contrôlées indépendamment l'une de l'autre [GAI10].

Le modèle de la MADA ainsi élaboré nous montre que nous pouvons mettre en place un contrôle des courants rotoriques étant donné qu'à l'influence des couplages près, chaque courant peut être commandé indépendamment avec pour chacun son propre régulateur.

### 3.3 Commande découplée en puissance de la MADA.

La commande découplée en puissance est l'une des méthodes de commande appliquée aux machines électriques. Elle nous permet d'obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. Dans l'hypothèse où le flux est maintenu constant, le couple électromagnétique produit par la machine et indirectement la puissance active dépendent uniquement du courant rotorique d'axe  $q$ .

En examinant les équations (3.7) et (3.10) établies dans la section précédente, nous pouvons décrire un schéma pour la MADA qui sera le bloc à réguler par la suite (Figure 3.2).

Le schéma bloc de la MADA ainsi établi comporte en entrées les tensions rotoriques et en sorties les puissances actives et réactives statoriques. On remarque également sur ce schéma que ces tensions et ces puissances sont liées par une fonction de transfert du premier ordre. De plus, du fait de la faible valeur du glissement, il sera possible d'établir sans difficulté une commande découplée car les influences des couplages resteront faibles et les axes  $d$  et  $q$  pourront donc être commandés séparément avec leurs propres régulateurs [POI03].

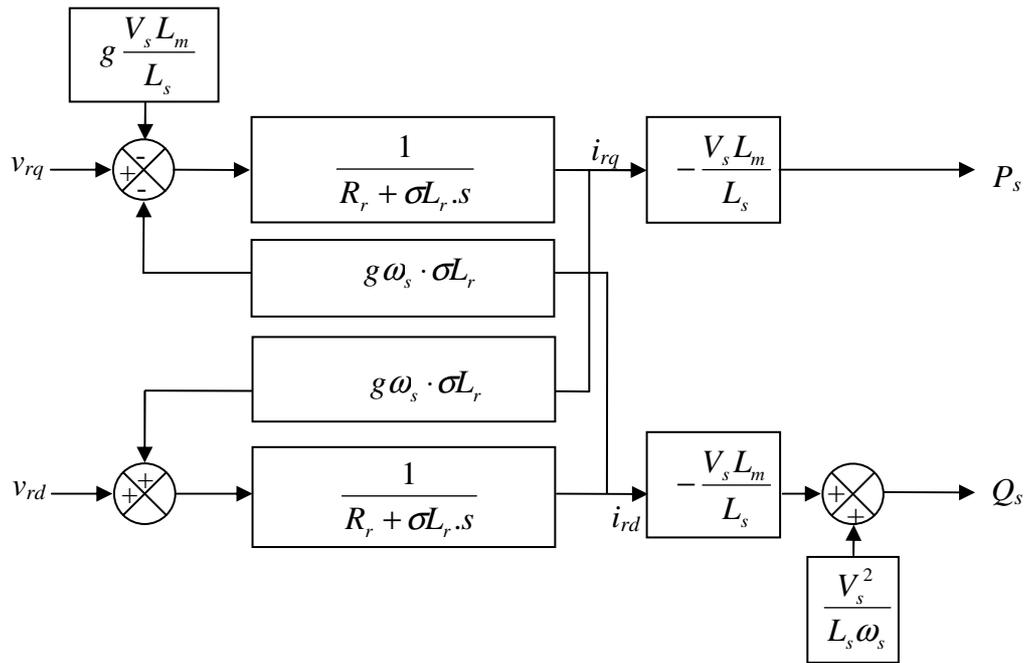


Figure 3.2 : Schéma bloc de la MADA.

Ainsi, il apparait deux solutions pour effectuer la commande découplée en puissance de cette machine [POI03], [BOY06], [DJE15], à savoir : la méthode directe et la méthode indirecte.

Ces deux méthodes vont être étudiées et simulées dans la suite de ce chapitre. L'intérêt que présente la méthode directe est que sa mise en œuvre est simple, par contre la méthode indirecte a l'avantage de contrôler les courants rotoriques ce qui permettra de faire une protection de la machine en limitant ces courants, mais elle est plus complexe à mettre en œuvre.

### 3.3.1. Méthode directe

Cette méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives. Cette méthode est appelée méthode directe car les régulateurs de puissances contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine. Nous obtenons alors une commande découplée avec un seul régulateur par axe, représentée sur la figure 3.3 [POI03], [BOY06]. Pour réguler la machine par cette méthode, nous allons mettre en place une boucle de régulation sur chaque puissance avec un régulateur indépendant de type PI. Nous négligerons les termes de couplage entre les deux axes du contrôle du fait de la faible valeur de glissement.

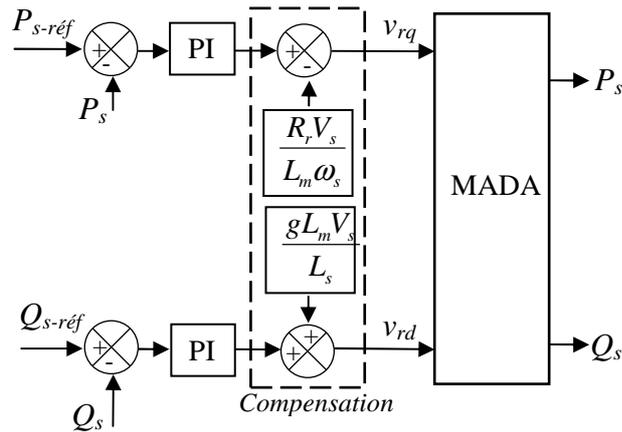


Figure 3.3 : Schéma bloc de la commande découplée directe de la MADA.

### 3.3.2 Méthode indirecte

La deuxième méthode, appelée méthode indirecte, consiste à tenir compte des termes de couplage et les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques.

En utilisant les équations (3.7) et (3.10). Nous obtenons une commande découplée avec deux régulateurs par axe, représentée sur la figure 3.4.

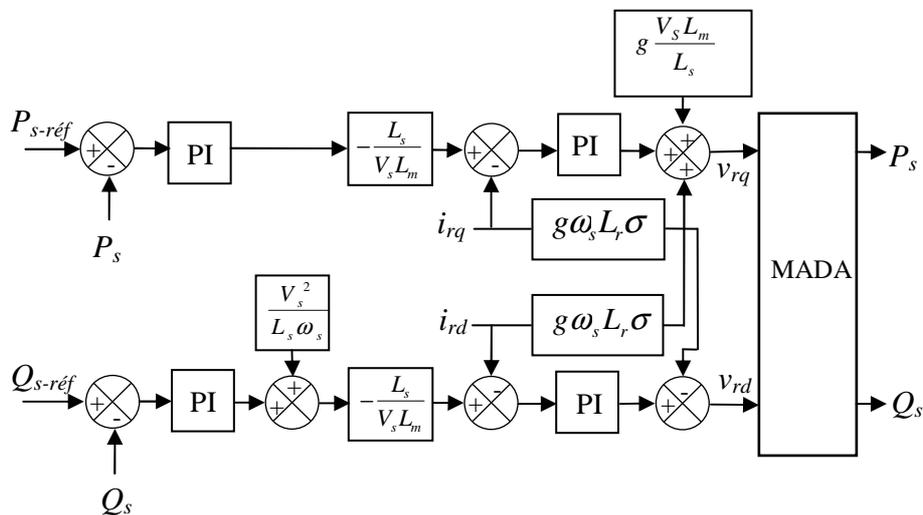


Figure 3.4 : Schéma bloc de la commande découplée indirecte de la MADA.

### 3.3.3 Synthèse du régulateur PI

Le régulateur Proportionnel-Intégral (PI), utilisé pour commander la MADA en génératrice, est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables [BOY06]. La

figure 3.5 montre une partie du système bouclé et corrigé par un régulateur PI dont la fonction de transfert est de la forme  $k_p + \frac{k_i}{s}$  correspondant au régulateur PI utilisés dans les figures 3.3 et 3.4.

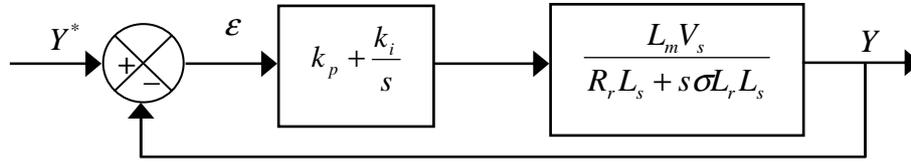


Figure 3.5 : Schéma bloc d'un système régulé par un PI.

Pour les axes  $d$  et  $q$ , la fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) en présence des régulateur est :

$$FTBO = \frac{s + \frac{k_i}{k_p} \cdot \frac{L_m V_s}{\sigma L_r L_s}}{\frac{s}{k_p} \cdot s + \frac{R_r L_s}{\sigma L_r L_s}} \quad (3.11)$$

Afin d'éliminer le zéro présent dans la fonction de transfert, nous choisissons la méthode de compensation des pôles pour la synthèse du régulateur, ce qui se traduit par l'égalité suivante:

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_r L_s}{\sigma L_r L_s} \quad (3.12)$$

Nous notons ici que l'intérêt de la compensation des pôles ne se manifeste uniquement que si les paramètres de la machine sont identifiés avec précision puisque les gains  $k_p$  et  $k_i$  sont établies en fonction de ces mêmes paramètres. Si les paramètres réels sont différents de ceux utilisés dans la synthèse, la compensation est inefficace. Si les pôles sont parfaitement compensés, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$FTBO = \frac{k_p \frac{L_m V_s}{\sigma L_r L_s}}{s} \quad (3.13)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'exprime alors par :

$$FTBF = \frac{1}{1 + s \tau_r} \quad \text{avec} \quad \tau_r = \frac{1}{k_p} \frac{\sigma L_r L_s}{L_m V_s} \quad (3.14)$$

Le terme  $\tau_r$  désigne ici la constante du temps du système. On peut désormais exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse :

$$k_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{\sigma L_r L_s}{L_m V_s} \quad (3.15)$$

$$k_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{R_r L_s}{L_m V_s} \quad (3.16)$$

Notons que la méthode de la compensation des pôles n'est bien entendu pas la seule alternative de calcul pour la synthèse d'un régulateur PI. Toutefois, elle présente l'avantage d'être rapide à mettre en œuvre sur une fonction de transfert du premier ordre.

### 3.3.4 Commande découplée en puissance de la MADA en régime saturé

La saturation magnétique se caractérise par la non linéarité de la courbe de magnétisation et les courbes des flux de fuites statorique et rotorique (Chapitre 2 : Figures 2.14, 2.15 et 2.16), or la commande mise en place précédemment considère que l'état magnétique de la machine est linéaire, de ce fait il y'a un désaccord entre le processus et de sa commande qui se traduit par un effet sur le découplage entre les deux axes  $d$  et  $q$ .

Pour montrer cet effet, on garde le modèle de la commande obtenu dans le cas linéaire (on néglige la saturation) et on l'applique sur le modèle saturé de la MADA. La figure 3.6 représente le schéma bloc de la commande découplée d'une MADA fonctionnant en régime saturé.

### 3.3.5 Résultats de simulation

Les stratégies directe et indirecte de la commande découplée en puissances de la MADA ont été validées par simulation numérique en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK. Les paramètres de la MADA sont donnés dans l'annexe C (Tableau C.3).

#### 3.3.5.1 Test de suivi de consignes et sensibilité à l'effet de saturation

Pour observer la transition du régime hypo synchrone au régime hyper synchrone du système, une vitesse de vent constante est appliquée au système (10,3 m/s) jusqu'à  $t=1$  s puis elle augmente au fur et à mesure que le temps augmente jusqu'à ce qu'elle atteigne (11.6 m/s) à  $t=1.4$  s, et elle se stabilise (Figure 3.7). La vitesse mécanique appliquée à la génératrice qui correspond au profil du vent est montrée sur la Figure 3.8. La tension nominale du bus continu est maintenue à 620V.

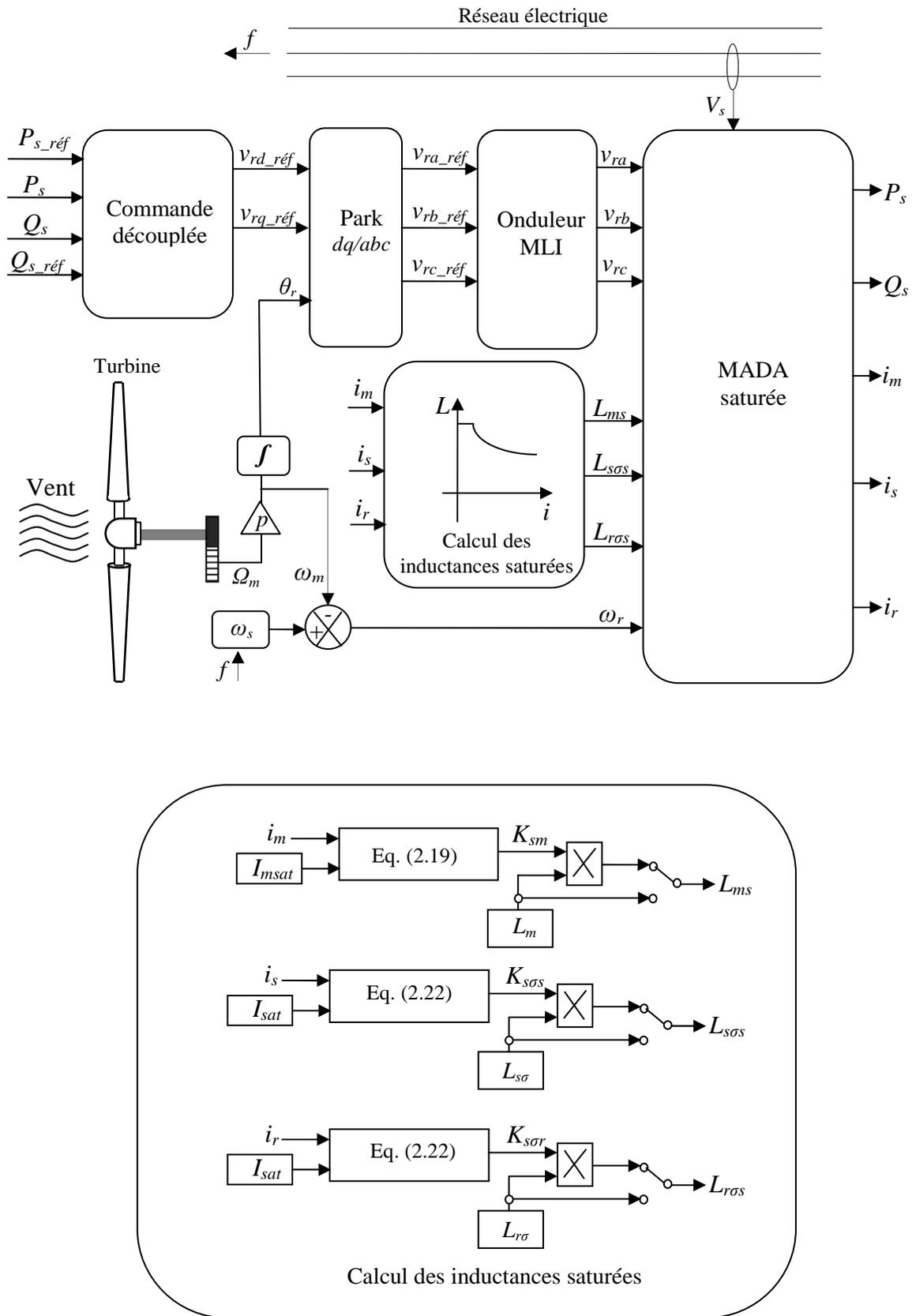


Figure 3.6 : Schéma bloc de la commande découplée en puissances d'une MADA en régime saturé.

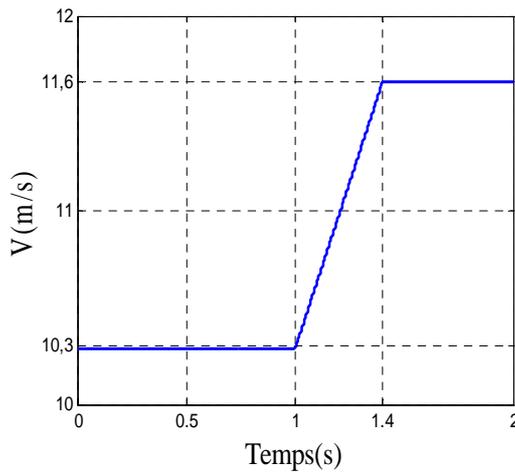


Figure 3.7 : Profil du vent appliqué

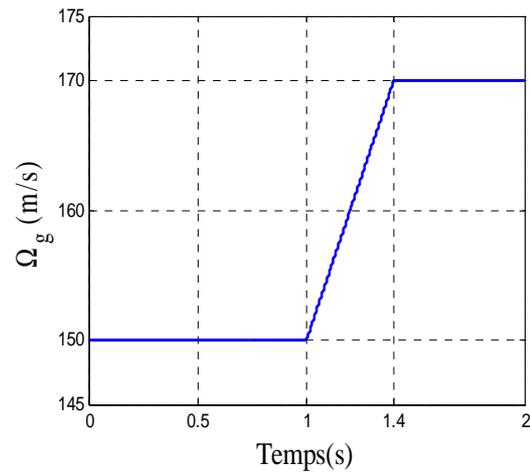


Figure 3.8 : Vitesse mécanique.

La figure 3.9 représente les profils de puissance active et réactive de référence à imposer dans ce test afin de vérifier le comportement de la MADA commandée par les deux méthodes.

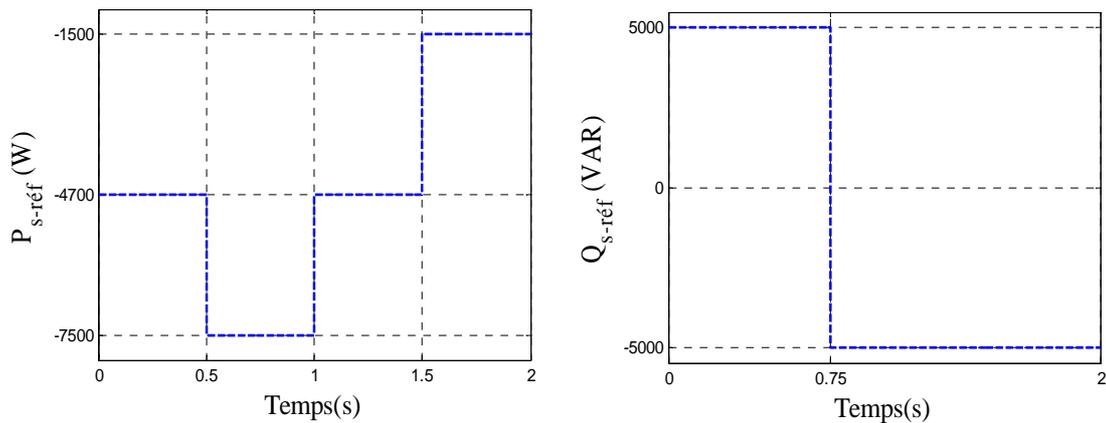


Figure 3.9 : Profils de références des puissances active et réactive imposées dans la simulation.

Les figures 3.10 à 3.15 représentent, les résultats obtenus de la simulation, relatifs à ce test. Nous avons fait des comparaisons entre les deux régimes de saturation en représentant sur les mêmes figures ces résultats. Sur la figure 3.10 nous avons représenté, les évolutions temporelles des facteurs de saturation  $K_{sm}$ ,  $K_{sos}$  et  $K_{sor}$  qui nous indiquent le niveau de saturation de la machine. D'après les figures 3.11 et 3.12, on peut remarquer pour les deux méthodes de commande que les consignes des puissances (active et réactive) sont bien suivies par la génératrice. Cependant on observe l'effet du couplage entre les deux axes de commande ( $d$  et  $q$ ) car un échelon imposé à

l'une des deux puissances induit de faibles oscillations sur la seconde. Il est important en particulier lorsque la saturation est prise en compte, cela est très visible sur les allures des écarts de puissances observés par rapport aux grandeurs de consignes des deux méthodes (figure 3.13). Cet effet peut être expliqué par le fait que la saturation magnétique cause une diminution des inductances et par suite du niveau de flux dans la machine ce qui cause à son tour l'effet du couplage, cela est accentué lors de la sollicitation de la génératrice pour une variation de la puissance active. L'évolution du courant statorique a une forme sinusoïdale, ce qui signifie une bonne qualité d'énergie fournie au réseau (figure 3.14 et 3.15 en haut). L'effet de la saturation sur le courant statorique n'est pas important car on a supposé que le flux statorique est maintenu constant par la considération que la MADA est connectée à un réseau supposé stable. L'allure du courant rotorique montre une transition du régime hypo synchrone au régime hyper synchrone. La MADA permet une transition douce pendant le changement de ce régime (figure 3.14 et 3.15 en bas). D'un autre côté, nous constatons que la variation de la vitesse mécanique de la MADA n'a engendré aucun effet sur les deux types de commande. En tenant compte de la saturation, On remarque une augmentation du courant rotorique qui peut se justifier par le fait que pour un même niveau de flux à inductances (mutuelle et de fuite) moindres il faut un courant plus grand (Figure 3.14 et 3.15 en bas).

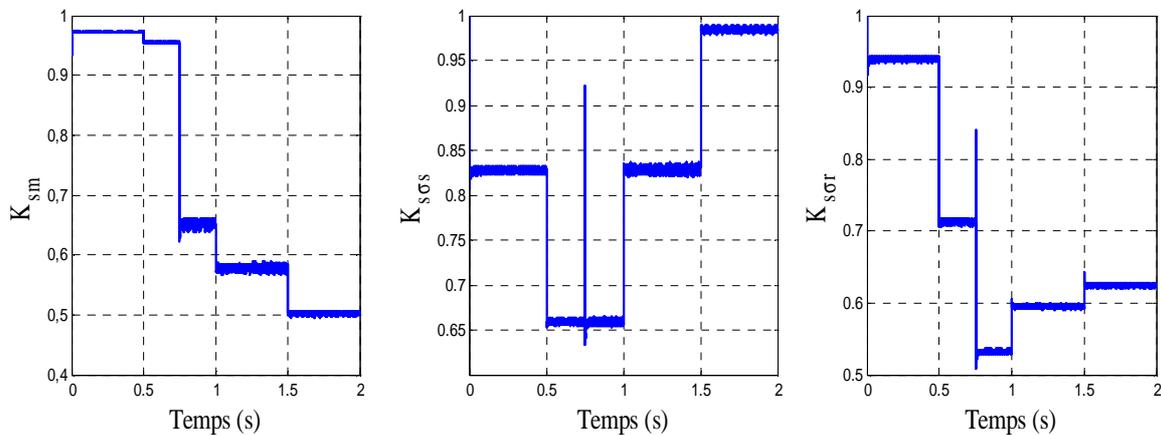


Figure 3.10 : Evolutions temporelles des facteurs de saturation de la MADA (Commande découplée).

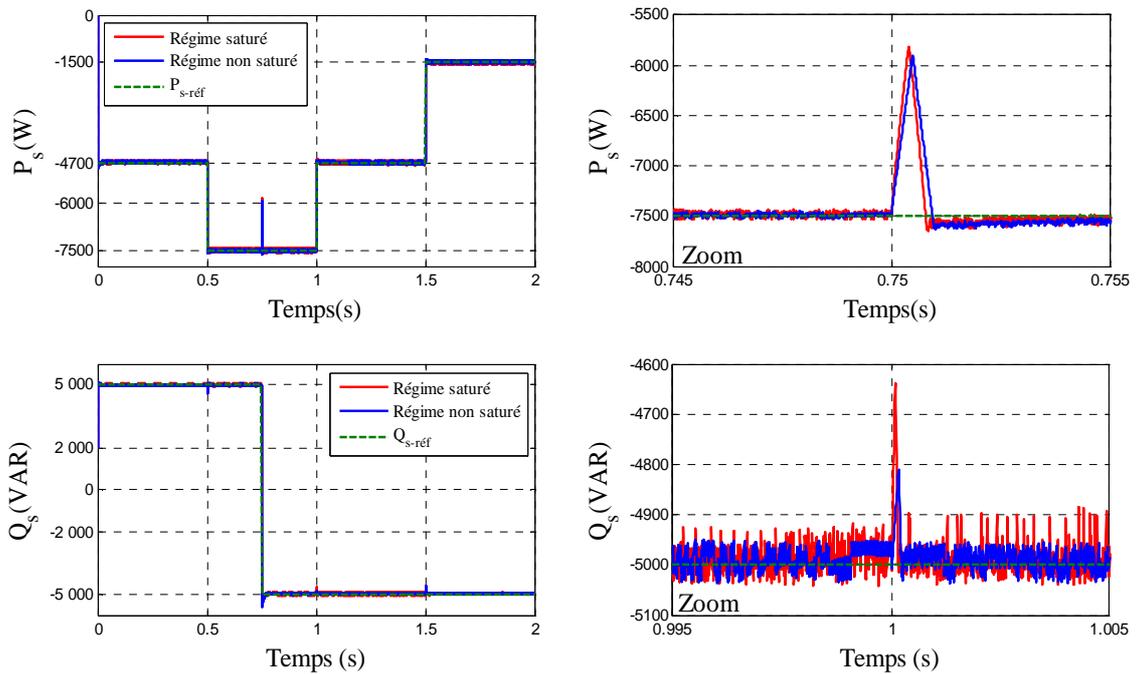


Figure 3.11 : Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation : Puissances active et réactive d'une MADA obtenues par la méthode directe.

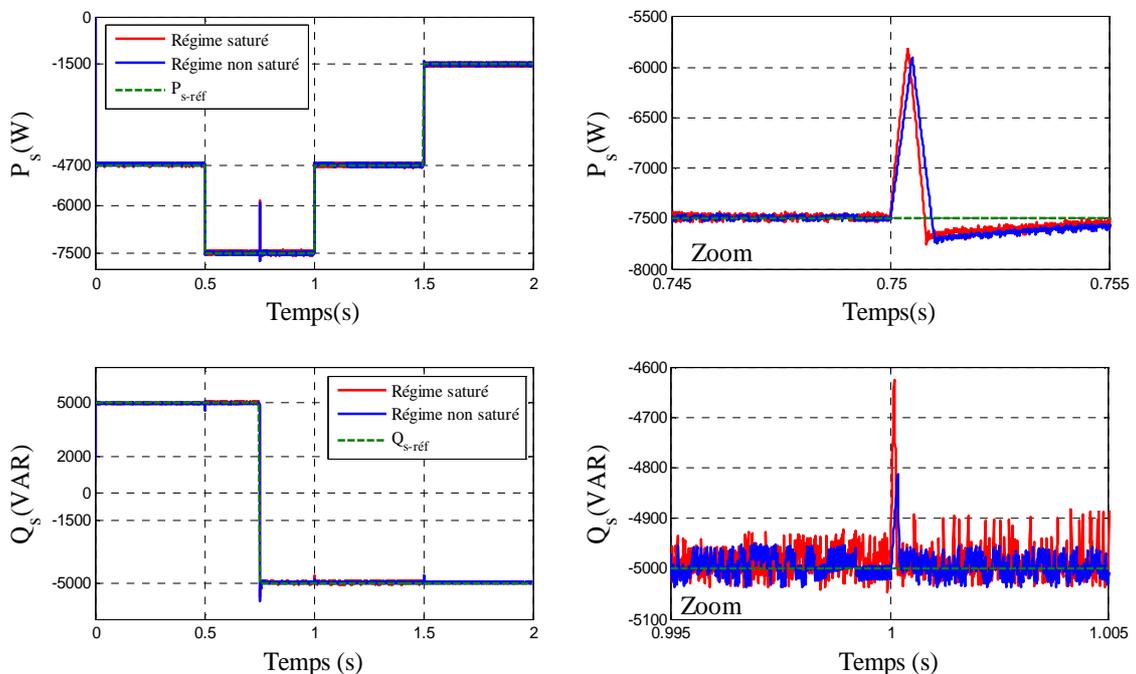


Figure 3.12 : Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation : Puissances active et réactive d'une MADA obtenues par la méthode indirecte.

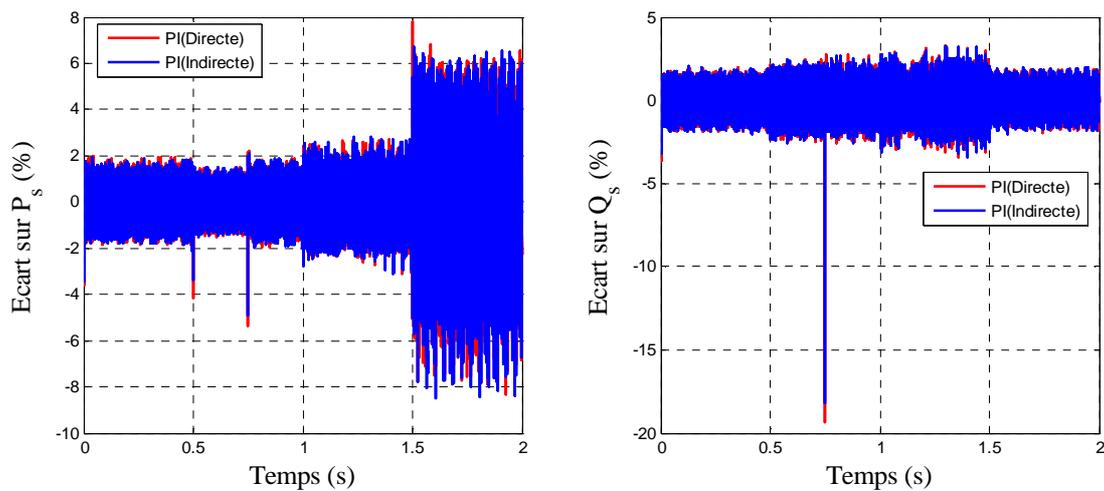


Figure 3.13 : Comparaison des écarts de puissances observés par rapport aux grandeurs de consignes entre les deux régimes de saturation (méthode directe en rouge, indirecte en bleu).

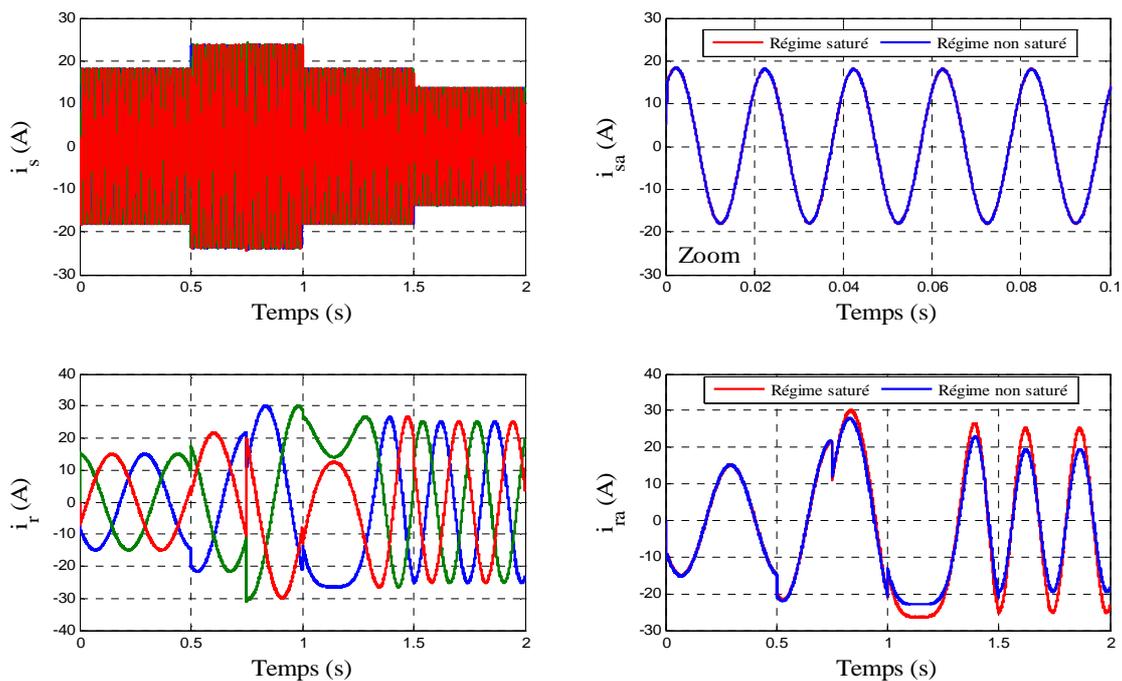


Figure 3.14 : Effet de la saturation sur les courants (méthode directe).

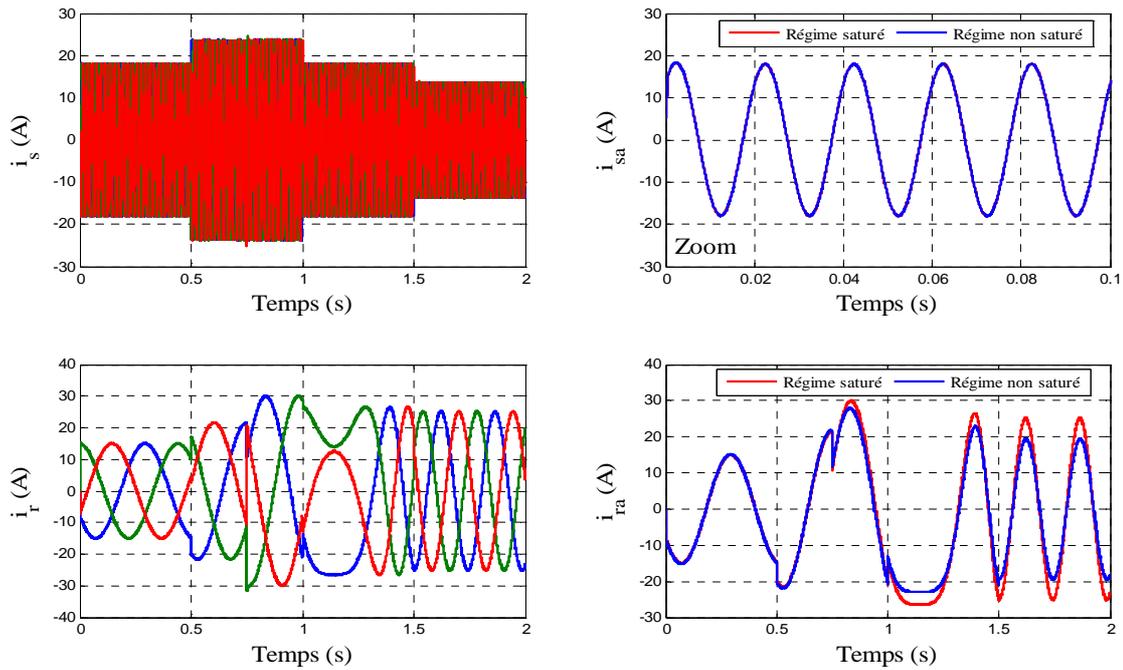


Figure 3.15 : Effet de la saturation sur les courants (méthode indirecte).

### 3.3.5.2 Test de robustesse

La robustesse des commandes est un point important, surtout pour les systèmes à fortes variations de paramètres. Il en est de même si la mesure des paramètres ne peut s'effectuer avec précision. La robustesse des deux méthodes de commande suite au changement des paramètres de la MADA est testée sous les conditions suivantes :

- Une variation de 100% de la valeur de la résistance statorique  $R_s$ .
- Une variation de 100% de la valeur de la résistance rotorique  $R_r$ .
- La machine fonctionne en régime saturé.
- La machine est entraînée à une vitesse mécanique selon le profile de la figure 3.8

Les figures (3.16) et (3.17), représentent les résultats obtenus de la simulation des deux méthodes directe et indirecte de commande de la MADA, relatif à ce test. D'après ces résultats, on peut remarquer que la variation paramétrique du modèle de la MADA a engendré un effet de couplage sur les courbes de puissances (active et réactive) des deux méthodes utilisées. Cet effet apparu plus important sur les réponses de la méthode directe par rapport à celle indirecte (la différence est visible sur les courbes des écarts de puissances observés par rapport aux grandeurs de consigne présentés sur la figure 3.18). Cette différence est due à l'avantage de présence des boucles supplémentaires de régulation des courants rotoriques existantes dans la méthode indirecte, ce qui a contribué à l'augmentation de la robustesse de cette méthode.

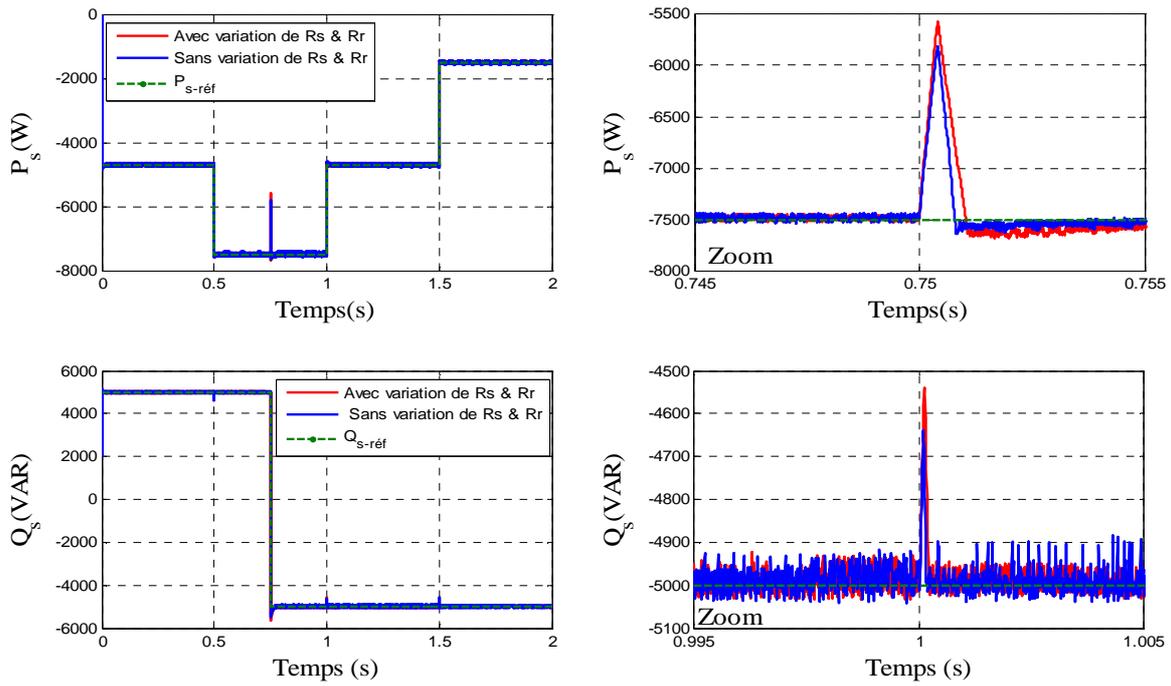


Figure 3.16 : Test de robustesse : Puissances active et réactive obtenues par la méthode directe de la MADA lors de la variation de 100% des résistances  $R_s$  et  $R_r$ .

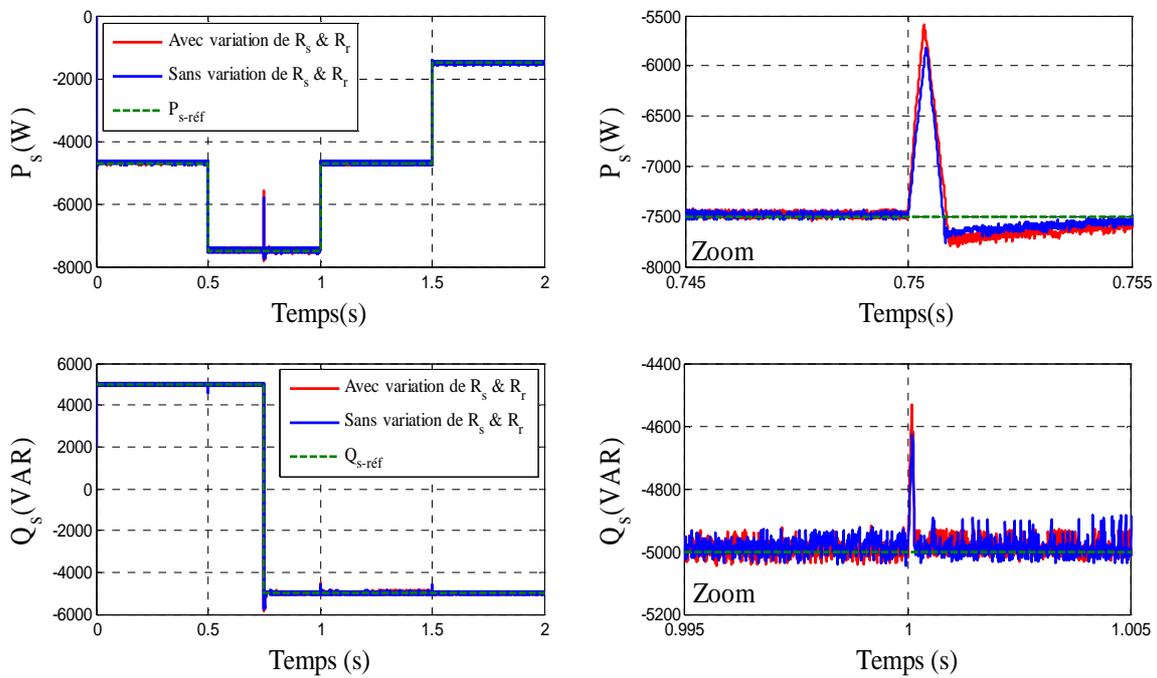


Figure 3.17 : Test de robustesse : Puissances active et réactive obtenues par la méthode indirecte de la MADA lors de la variation de 100% des résistances  $R_s$  et  $R_r$ .

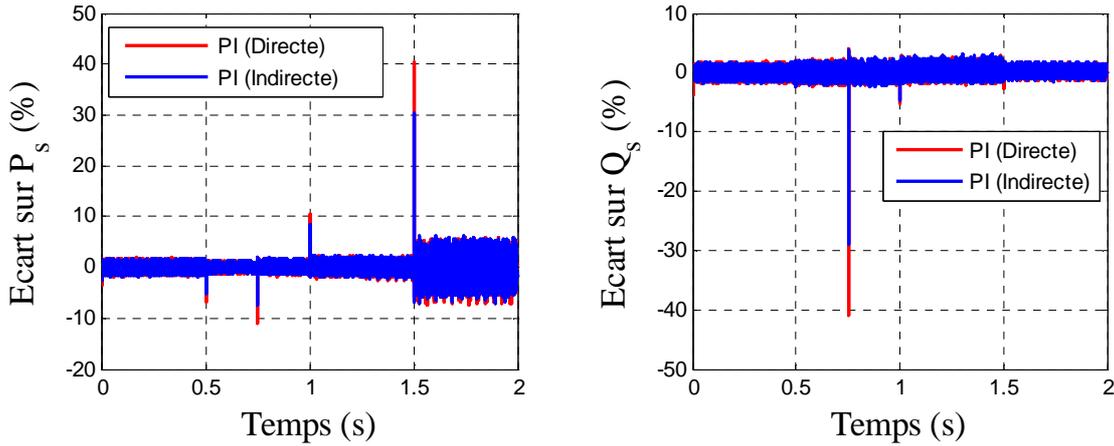


Figure 3.18 : Test de robustesse : Comparaison des écarts de puissances observés par rapport aux grandeurs de consignes entre les deux méthodes (méthode directe en rouge, indirecte en bleu).

### 3.4. Commande en puissance par mode glissant d'ordre un de la MADA

L'orientation du flux statorique de la MADA a rendu possible d'agir indépendamment sur les puissances active et réactive statoriques par l'intermédiaire des composantes de la tension rotorique  $v_{qr}$  et  $v_{dr}$  respectivement. Ceci simplifie le modèle de la machine mais il reste non linéaire. Comme le comportement des systèmes non linéaire est beaucoup plus complexe que celui des systèmes linéaires, une commande non linéaire est souvent nécessaire pour avoir de meilleures performances. La commande par mode glissant est une des techniques qui s'adapte aussi bien aux systèmes linéaires qu'aux systèmes non linéaires. Ce type de commande permet une très haute précision, une bonne stabilité, une simplicité de conception, un temps de réponse très faible et notamment la robustesse.

Afin de réaliser la commande en puissance de la MADA par mode glissant d'ordre un, nous choisissons un degré relatif (Annexe B)  $r = 1$  et nous considérons les surfaces de glissement définies comme suit [BOU14b] :

$$\begin{cases} S_1 = Q_{s-réf} - Q_s \\ S_2 = P_{s-réf} - P_s \end{cases} \quad (3.17)$$

Avec :

$P_{s-réf}$  et  $Q_{s-réf}$  sont respectivement les consignes des puissances active et réactive.

Remplaçant les puissances  $P_s$  et  $Q_s$  dans l'expression (3.17) par leurs expressions données par l'équation (3.10), on obtient :

$$\begin{cases} S_1 = Q_{s-réf} + V_s \frac{L_m}{L_s} i_{rd} - V_s \frac{\Psi_s}{L_s} \\ S_2 = P_{s-réf} + V_s \frac{L_m}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (3.18)$$

La dérivée première de l'expression (3.18), donne :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{Q}_{s-réf} + V_s \frac{L_m}{L_s} \dot{i}_{rd} \\ \dot{S}_2 = \dot{P}_{s-réf} + V_s \frac{L_m}{L_s} \dot{i}_{rq} \end{cases} \quad (3.19)$$

Remplaçons les expressions des dérivées de courants  $i_{rd}$  et  $i_{rq}$ , tirées d'équation (3.7), dans l'équation (3.19), nous trouvons :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{Q}_{s-réf} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} [v_{rd} - R_r i_{rq} + g \omega_s \sigma L_r i_{rq}] \\ \dot{S}_2 = \dot{P}_{s-réf} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} [v_{rq} - R_r i_{rq} - g \omega_s \sigma L_r i_{rd} - g \frac{L_m}{L_s} V_s] \end{cases} \quad (3.20)$$

D'après la théorie du mode glissant, nous remplaçons  $v_{rd}$  et  $v_{rq}$  par  $v_{rd}^n + v_{rd}^{eq}$  et  $v_{rq}^n + v_{rq}^{eq}$  dans les équations (3.20), on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{Q}_{s-réf} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} [(v_{rd}^n + v_{rd}^{eq}) - R_r i_{rd} + g \omega_s \sigma L_r i_{rq}] \\ \dot{S}_2 = \dot{P}_{s-réf} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} [(v_{rq}^n + v_{rq}^{eq}) - R_r i_{rq} - g \omega_s \sigma L_r i_{rd} - g \frac{L_m}{L_s} V_s] \end{cases} \quad (3.21)$$

L'influence des termes de couplage entre les deux axes en  $\sigma L_r$  est minime. Une synthèse adéquate des régulateurs dans la boucle de commande permettra de les compenser. En revanche, le terme  $g \omega_s \frac{L_m}{L_s} \Psi_s$  représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation. Son influence n'est pas négligeable car elle entraîne une erreur de traînage. Le contrôle du système devra donc prendre en compte cette erreur [POI03]. Le système (3.21) devient donc :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{Q}_{s-réf} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} [(v_{rd}^n + v_{rd}^{eq}) - R_r i_{rd}] \\ \dot{S}_2 = \dot{P}_{s-réf} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} [(v_{rq}^n + v_{rq}^{eq}) - R_r i_{rq} - g \omega_s \frac{L_m}{L_s} \Psi_s] \end{cases} \quad (3.22)$$

Durant le mode glissant et en régime permanent, on peut écrire :

$$\begin{cases} S_1 = 0, \dot{S}_1 = 0 \text{ et } V_{rd}^n = 0 \\ S_2 = 0, \dot{S}_2 = 0 \text{ et } V_{rq}^n = 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

Nous tirons à partir des équations (3.22) et (3.23), les expressions des commandes équivalentes  $v_{rd}^{eq}$  et  $v_{rq}^{eq}$  :

$$\begin{cases} v_{rd}^{eq} = -\frac{\sigma L_s L_r}{V_s L_m} \dot{Q}_{s-réf} + R_r i_{rd} \\ v_{rq}^{eq} = -\frac{\sigma L_s L_r}{V_s L_m} \dot{P}_{s-réf} + R_r i_{rq} + g \omega_s \frac{L_m}{L_s} \psi_s \end{cases} \quad (3.24)$$

Les termes discontinus des tensions  $v_{rd}$  et  $v_{rq}$  sont donnés par le système suivant [BEL10]:

$$\begin{cases} V_{rd}^n = k_1 \text{sign}(S_1) \\ V_{rq}^n = k_2 \text{sign}(S_2) \end{cases} \quad (3.25)$$

$k_1$  et  $k_2$  sont des gains positifs.

La figure (3.19), présente le schéma bloc de la commande par mode glissant d'ordre un appliquée à la MADA.

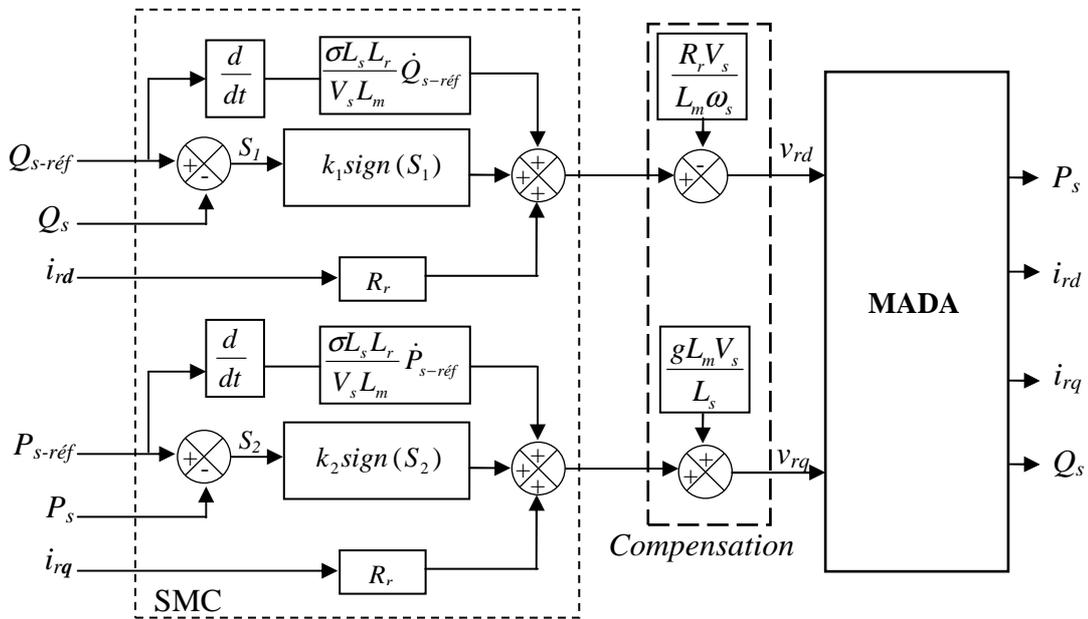


Figure 3.19 : Schéma bloc de la commande par mode glissant d'ordre un appliquée à la MADA.

### 3.4.1 Choix des gains $k_1$ et $k_2$

Ces gains sont choisis de façon à :

- ✓ Assurer la rapidité de la convergence ;
- ✓ Imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement ;
- ✓ Limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal.

#### 3.4.1.1 Choix du Gain $k_1$

Si la théorie de stabilité de Lyapunov est utilisée pour assurer l'attractivité et l'invariance de la surface de glissement  $S_1$ , la condition suivante doit être satisfaite :

$$S_1 \cdot \dot{S}_1 < 0 \quad (3.26)$$

Pour que l'inégalité décrite par l'équation (3.26) soit satisfaite, on considère deux cas :

- Si  $S_1 > 0$  il faut que  $\dot{S}_1 < 0$

D'après les équations (3.22) et (3.25), nous obtenons :

$$\dot{P}_{S\text{-réf}} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \left[ k_1 - R_r i_{rq} - g \omega_s \frac{L_m}{L_s} \psi_s \right] < 0 \quad (3.27)$$

Donc :

$$k_1 < \frac{\sigma L_s L_r}{V_s L_m} \dot{P}_{S\text{-réf}} + R_r i_{rq} + g \omega_s \frac{L_m}{L_s} \psi_s \quad (3.28)$$

- Si  $S_1 < 0$  donc  $\dot{S}_1 > 0$

D'après les équations (3.22) et (3.25), nous obtenons :

$$\dot{P}_{S\text{-réf}} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \left[ k_1 - R_r i_{rq} - g \omega_s \frac{L_m}{L_s} \psi_s \right] > 0 \quad (3.29)$$

Donc :

$$k_1 > \frac{\sigma L_s L_r}{V_s L_m} \dot{P}_{S\text{-réf}} + R_r i_{rq} + g \omega_s \frac{L_m}{L_s} \psi_s \quad (3.30)$$

#### 3.4.1.2 Choix du Gain $k_2$

La condition de convergence de Lyapunov, utilisée pour assurer l'attractivité et l'invariance de la surface de glissement  $S_2$ , doit être satisfaire l'inégalité suivante :

$$S_2 \cdot \dot{S}_2 < 0 \quad (3.31)$$

Deux cas se présentent :

➤ Si  $S_2 > 0$  il faut que  $\dot{S}_2 < 0$

D'après les équations (3.22) et (3.25), nous obtenons :

$$\dot{Q}_{S-réf} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_r} [k_2 - R_r i_{rd}] < 0 \quad (3.32)$$

Donc :

$$k_2 < \frac{\sigma L_r}{V_s L_m} \dot{Q}_{S-réf} + R_r i_{rd} \quad (3.33)$$

➤ Si  $S_2 < 0$  donc  $\dot{S}_2 > 0$

D'après les équations (3.22) et (3.25), nous obtenons :

$$\dot{Q}_{S-réf} + \frac{V_s L_m}{\sigma L_r} [k_2 - R_r i_{rd}] > 0 \quad (3.34)$$

Donc :

$$k_2 > \frac{\sigma L_r}{V_s L_m} \dot{Q}_{S-réf} + R_r i_{rd} \quad (3.35)$$

### 3.4.2 Résultats de simulation

La commande par mode glissant d'ordre un (SMC), avec le choix des puissances active et réactive statorique comme des surfaces de glissement (Figure 3.19), a été validée par simulation numérique en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK. Nous avons utilisé les mêmes conditions et paramètres de simulation comme dans le cas de la commande vectorielle par PI conventionnel.

#### 3.4.2.1 Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation

Ce test consiste à imposer des échelons pour la puissance active et pour la puissance réactive alors que la machine est entraînée à une vitesse mécanique similaire à celle utilisé dans la section précédente (figure (3.7)). Les facteurs de saturation  $K_{sm}$ ,  $K_{oss}$  et  $K_{sor}$ , représentés sur la figure (3.20), indiquant les évolutions temporelles du degré de saturation de la machine lorsqu'elle est commandée par mode glissant d'ordre un. Les figures (3.21) et (3.22) représentent les résultats de simulation obtenus relatifs à ce test. D'après ces résultats, on peut remarquer pour ce type de commande que les puissances statorique mesurés et ces valeurs de consignes sont superposées.

Cependant on observe que l'effet du couplage entre les deux axes de commande ( $d$  et  $q$ ), observé sur les courbes obtenues par les deux méthodes directe et indirecte de la commande vectorielle utilisant un régulateur conventionnel PI est considérablement minimisé dans le cas de la commande par mode glissant d'ordre un. Néanmoins le phénomène de chattering apparu sur ces allures dues à la nature discontinue de ce type de commande. En outre, cette commande est moins sensible à l'effet de saturation par rapport à la commande vectorielle indirecte par PI. Cet effet est visible sur les allures des écarts de puissances observés par rapport aux grandeurs de consignes (Figure 3.22). L'évolution du courant statorique a une forme sinusoïdale, ce qui signifie une bonne qualité d'énergie fournie au réseau. L'effet de la saturation sur ce courant n'est pas important car on a supposé que le flux statorique est aligné est constant (Figure 3.23 en haut). La figure 3.23 (en bas) montre une comparaison entre le courant rotorique en régime non saturé et celui issu du modèle saturé. Nous pouvons observer qu'il ya une augmentation au niveau de l'amplitude du courant. Cette augmentation peut se justifier par une baisse au niveau des inductances (mutuelles et de fuite) due à la saturation.

Nous constatons aussi que la variation de la vitesse mécanique de la MADA n'a engendré aucun effet sur ce type de commande.

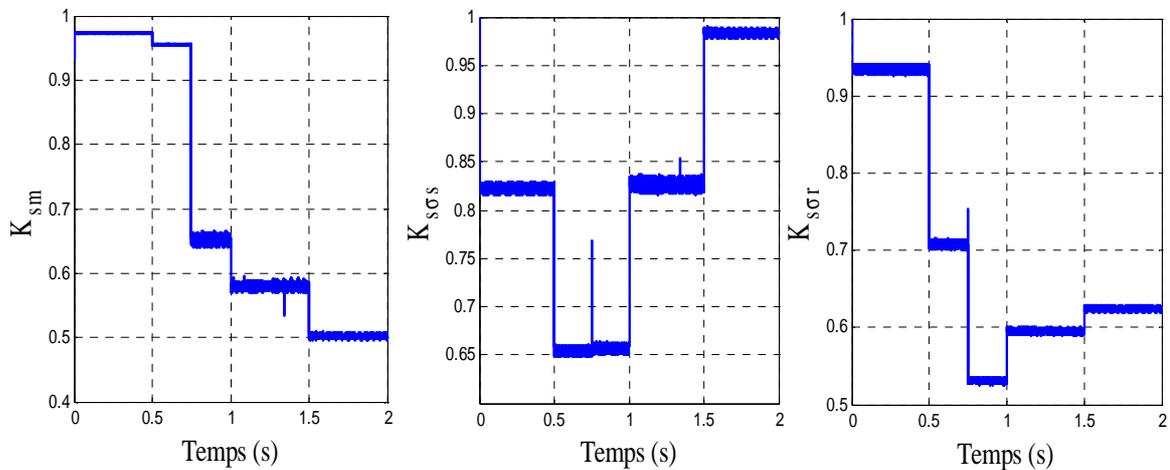


Figure 3.20 : Evolutions temporelles des facteurs de saturation de la MADA (Commande SMC).

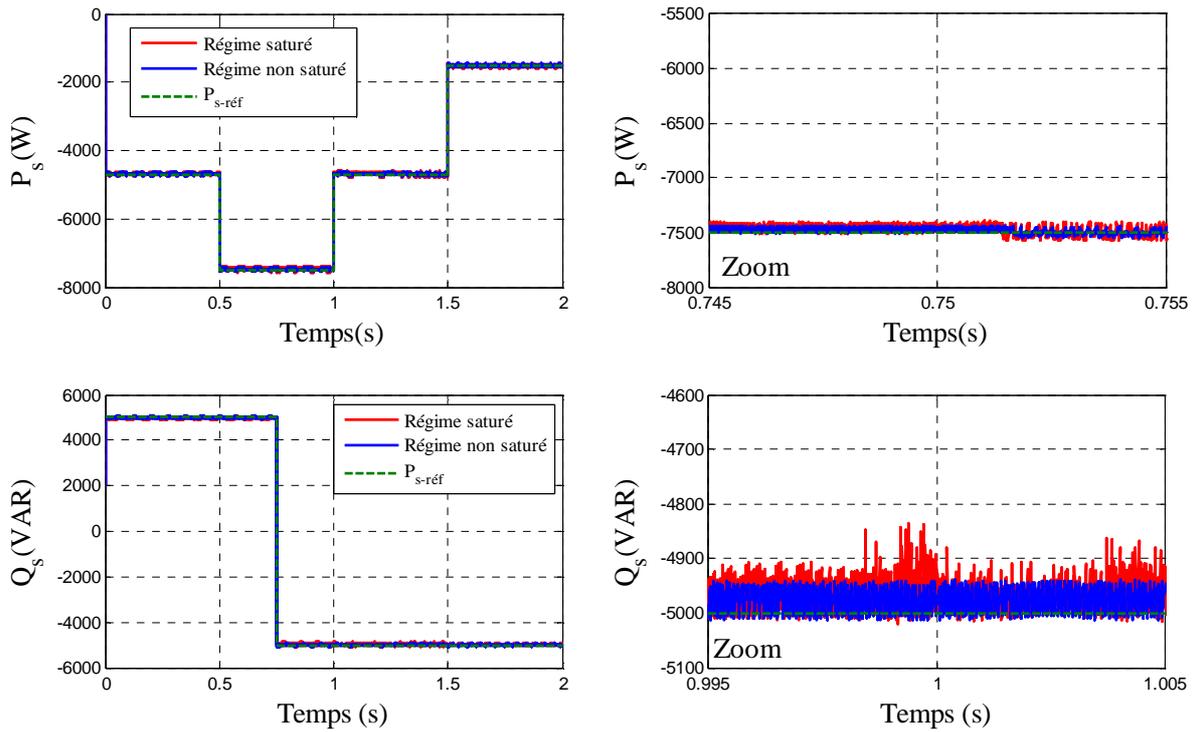


Figure 3.21 : Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation : Puissances active et réactive d'une MADA obtenus par SMC.

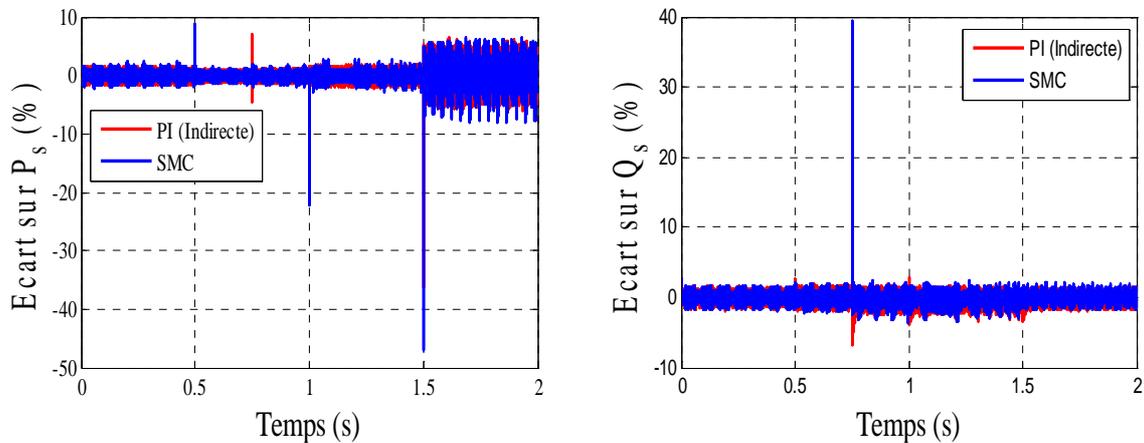


Figure 3.22 : Comparaison des écarts de puissances observés par rapport aux grandeurs de consignes entre les deux régimes de saturation (PI-indirecte en rouge, SMC en bleu).

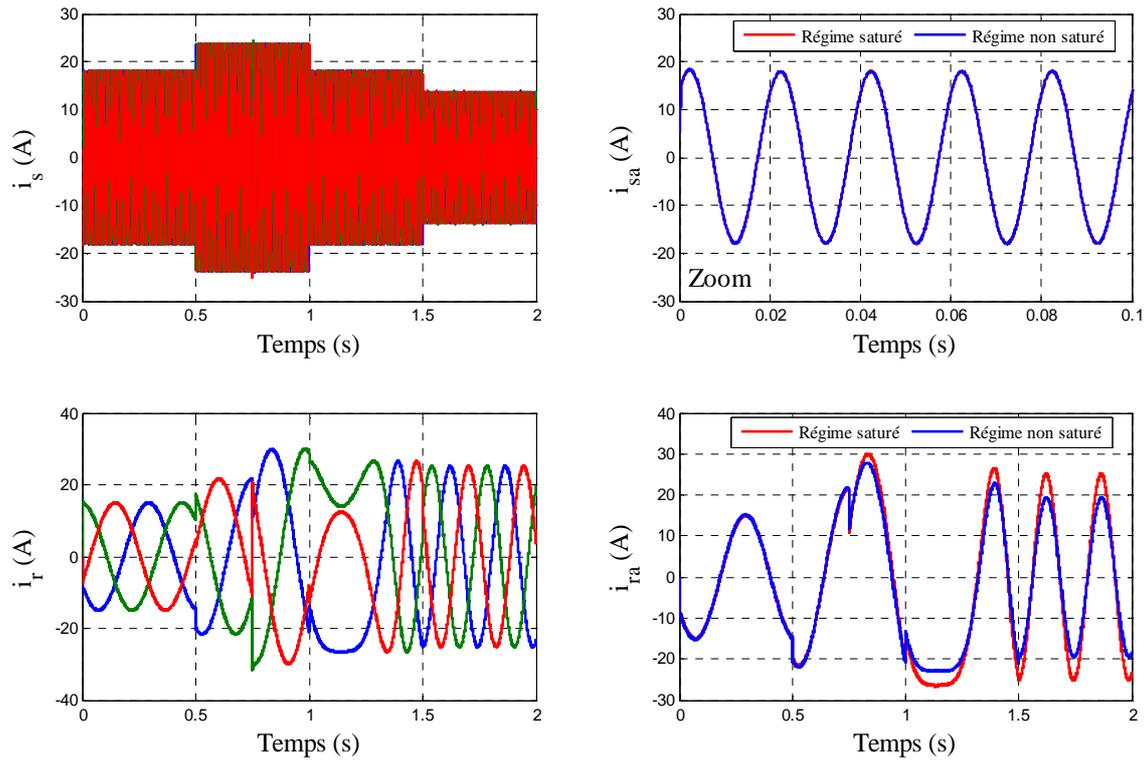


Figure 3.23 : Effet de la saturation sur les courants (SMC).

### 3.4.2.2 Test de robustesse

Dans le but de tester la robustesse de la commande par mode glissant d'ordre un de la MADA, les paramètres du modèle de la MADA ont été variés de la même façon que dans le cas de la commande vectorielle. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur les figures (3.25) et (3.26).

D'après ces résultats, on peut remarquer que les consignes de puissances statoriques sont toujours suivies par la génératrice. Le découplage est presque parfait contrairement à celui réalisé par la commande découplée. On peut conclure que la commande par mode glissant est apparue plus performante par rapport à celle de la commande indirecte utilisant un PI, néanmoins des oscillations sont engendrées sur ces courbes. Ces perturbations sont dues essentiellement à la présence du phénomène de Chattering lié à la nature discontinue de la commande par mode glissant (voir figure (3.25) des écarts des puissances observés par rapport aux grandeurs de consignes). A cet effet, dans la prochaine section nous présenterons des solutions dans le but de minimiser l'effet de ce phénomène.

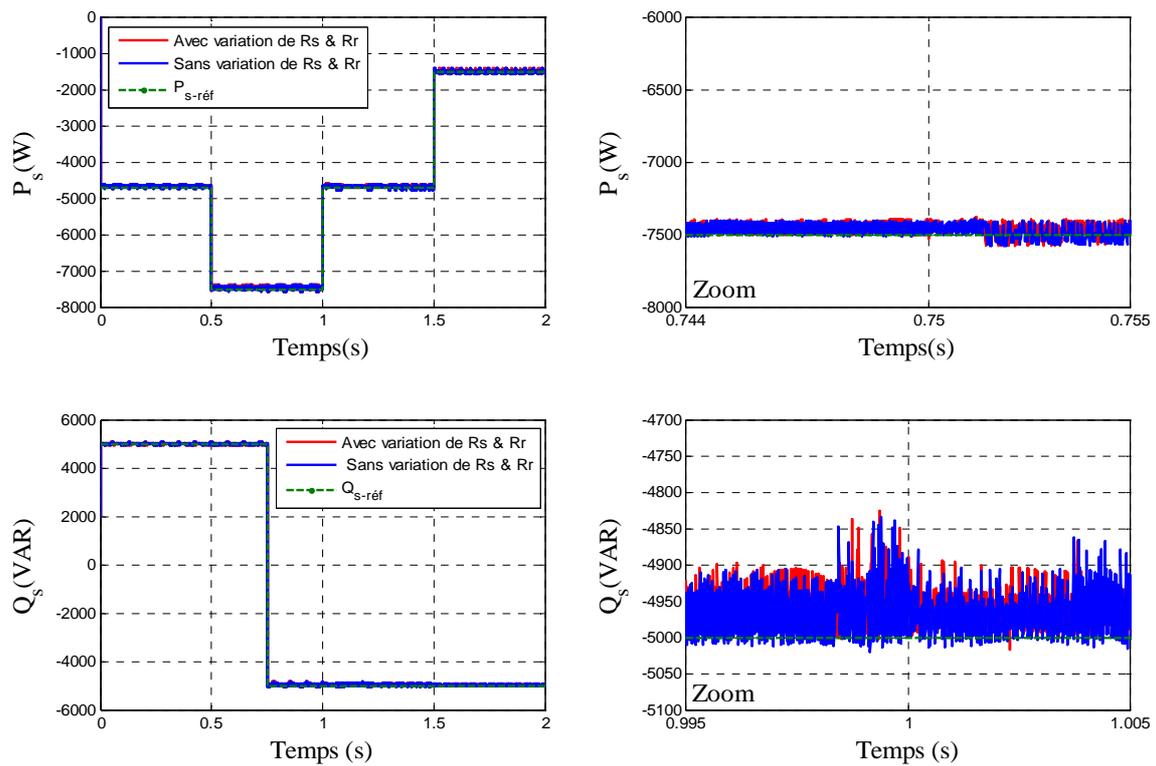


Figure 3.24 : Test de robustesse : Puissances actives et réactives obtenues par SMC de la MADA lors de la variation de 100% de  $R_s$  et  $R_r$ .

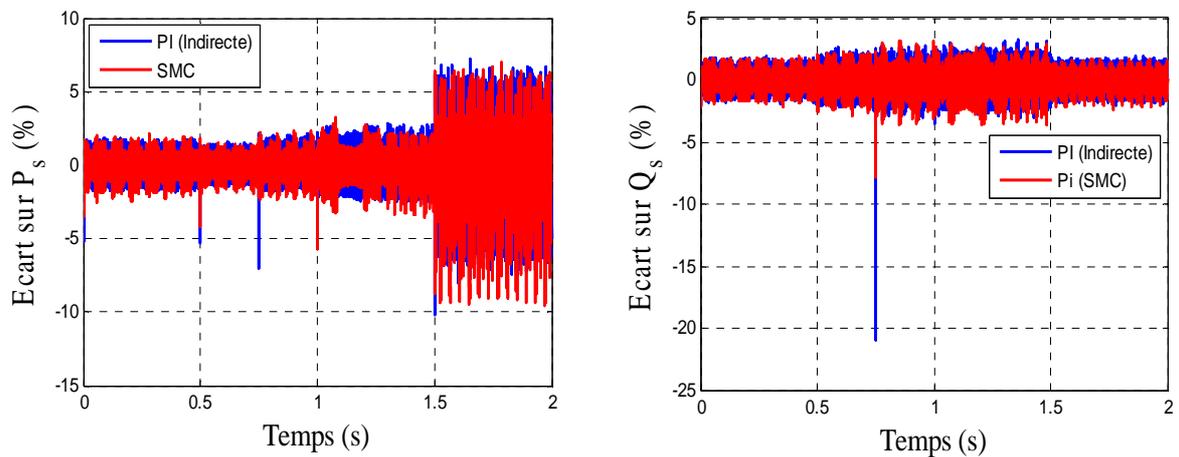


Figure 3.25 : Comparaison des écarts sur les puissances active et réactive des deux méthodes de commande (CV-indirecte par PI et SMC) lors de la variation de 100% de  $R_s$  et  $R_r$ .

### 3.5 Commande en puissance par mode glissant d'ordre deux (SOSMC) de la MADA

La stratégie de commande proposée s'inspire bien évidemment de celle proposée pour la commande de la turbine éolienne exposée dans le chapitre 1 (§1.6.2.2). Elle utilise l'algorithme de super-twisting [Annexe B]. Cette stratégie a été utilisée dans certaines applications spécifiques comme dans [LEV07], mais son exploitation dans le contrôle de des génératrices est récent [BEL10].

Dans ce cadre, nous définissons les mêmes surfaces de glissements considérées pour la conception de la commande par mode glissant d'ordre un (Equation (3.17)).

L'équation (3.20) peut être écrite sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = Fv_{rd} + G_1 \\ \dot{S}_2 = Fv_{rq} + G_2 \end{cases} \quad (3.36)$$

Avec:

$$\begin{cases} F = \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \\ G_1 = \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \left[ -R_r i_{rq} + g \omega_s \sigma L_r i_{rq} \right] + \dot{Q}_{S\text{-réf}} \\ G_2 = \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \left[ -R_r i_{rq} - g \omega_s \sigma L_r i_{rd} - g \omega_s \frac{L_m}{L_s} \psi_s \right] + \dot{P}_{S\text{-réf}} \end{cases} \quad (3.37)$$

La deuxième dérivée de l'expression (3.36), donne :

$$\begin{cases} \ddot{S}_1 = F\dot{v}_{rd} + \dot{G}_1 \\ \ddot{S}_2 = F\dot{v}_{rq} + \dot{G}_2 \end{cases} \quad (3.39)$$

En se basant sur l'algorithme de *supertwisting* introduit par Levant dans [LEV07], on propose la commande suivante [BOU16b]:

$$\begin{cases} v_{dr} = \alpha_1 \int \text{sign}(S_1) dt + \beta_1 |S_1|^{0.5} \text{sign}(S_1) \\ v_{qr} = \alpha_2 \int \text{sign}(S_2) dt + \beta_2 |S_2|^{0.5} \text{sign}(S_2) \end{cases} \quad (3.40)$$

La figure (3.26), présente le schéma bloc de la commande des puissances statoriques active et réactive de la MADA par mode glissant d'ordre deux.

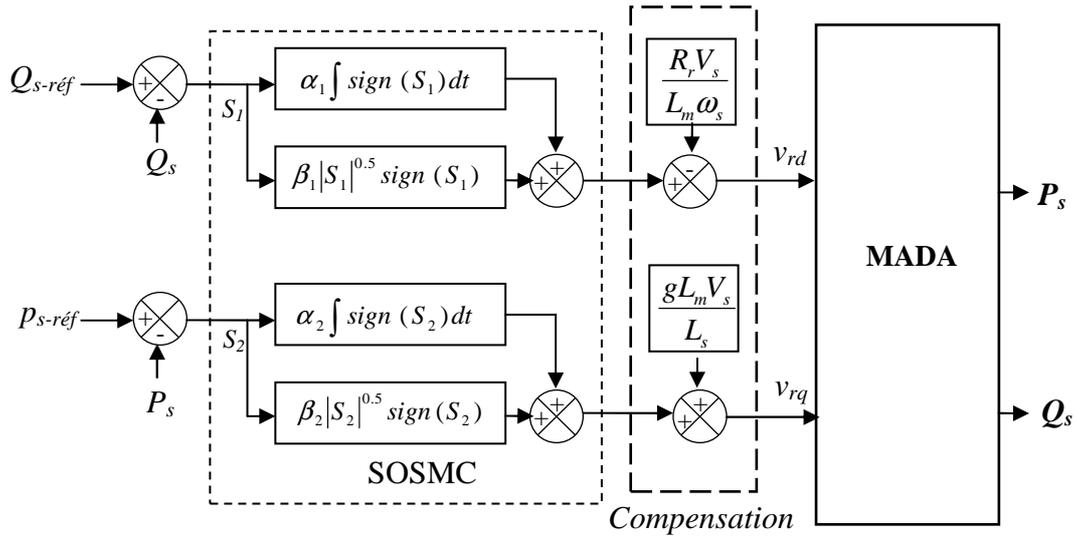


Figure 3.26 : Schéma bloc de la commande par mode glissant d'ordre deux appliquée à la MADA.

### 3.5.1 Condition de convergence :

Afin d'assurer la convergence vers zéro des surfaces de glissement dans un temps fini, les gains  $\alpha_1$ ,  $\beta_1$ ,  $\alpha_2$  et  $\beta_2$  de la commande proposée peuvent être choisis comme suit, [BEL10] :

$$\begin{cases} \alpha_i > \frac{\mu_i}{\Gamma_m} \\ \beta_i^2 \geq \frac{4\mu_i\Gamma_m(\alpha_i + \mu_i)}{\Gamma_m^3(\alpha_i - \mu_i)} & ; i = 1, 2 \\ \mu_i > |\dot{G}_i| \\ 0 < \Gamma_m \leq F \leq \Gamma_M \end{cases} \quad (3.41)$$

Avec les constantes  $\Gamma_m$  et  $\Gamma_M$  qui satisfont les inégalités de (3.41).

### 3.5.2 Résultats de simulation

La commande par mode glissant d'ordre deux, avec le choix des puissances active et réactive statorique comme des surfaces de glissement, a été validée par simulation numérique en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Nous avons utilisé les mêmes conditions comme précédemment. Les consignes de puissances active et réactive utilisées dans les tests qui suivent sont identiques à celles utilisées dans les simulations précédentes.

#### 3.5.2.1 Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation

Les figures (3.27) à (3.29) représentent les résultats de simulation obtenus relatifs à ce test. Les facteurs de saturation  $K_{sm}$ ,  $K_{oss}$  et  $K_{s\sigma r}$ , représentés sur la figure (3.27), indiquent le degré de saturation de la machine lorsqu'elle est commandée par mode glissant d'ordre deux. D'après la

figure (3.28), on peut remarquer pour ce type de commande que les consignes de puissances sont bien suivies par la génératrice. Cependant on observe que l'effet du couplage entre les deux axes de commande ( $d$  et  $q$ ), observé sur les courbes obtenues par cette commande est toujours minime. En outre, Cette méthode est moins sensible à l'effet de saturation que celle par mode glissant d'ordre un. Cet effet est visible sur les allures des écarts de puissances observés par rapport aux grandeurs de consignes (figure 3.29). Sur la figure 3.30 (en haut) on peut constater que l'évolution du courant statorique a une forme sinusoïdale, ce qui signifie une bonne qualité d'énergie fournie au réseau. L'effet de la saturation sur ce courant n'est pas important. Nous constatons aussi que la variation de la vitesse mécanique de la MADA n'a engendré aucun effet sur ce type de commande. En régime saturé, on remarque une augmentation du courant rotorique (figure 3.30 en bas) due à une baisse des inductances pour les valeurs importantes du courant rotorique. La différence entre les deux régimes de saturation peut être expliquée comme précédemment.

Les figure (3.31) et (3.32) illustrent les spectres d'harmoniques d'une phase des courants statorique et rotorique de la MADA, des deux contrôleurs par mode glissant d'ordre un et d'ordre deux, obtenu en utilisant la transformée de fourrier rapide (FFT). On remarque que le taux d'harmonique (THD) est réduit pour le contrôleur SOSMC (THD = 0.85%) par rapport au contrôleur SMC (THD = 0.91%). Pour le courant rotorique représenté sur la même figure, on constate aussi une diminution du THD de 55.87% pour SMC à 53.87% pour SOSMC. Ces résultats nous permettent de conclure que le contrôleur adopté (SOSMC) est efficace vis-à-vis de la réduction du phénomène de Chattering.

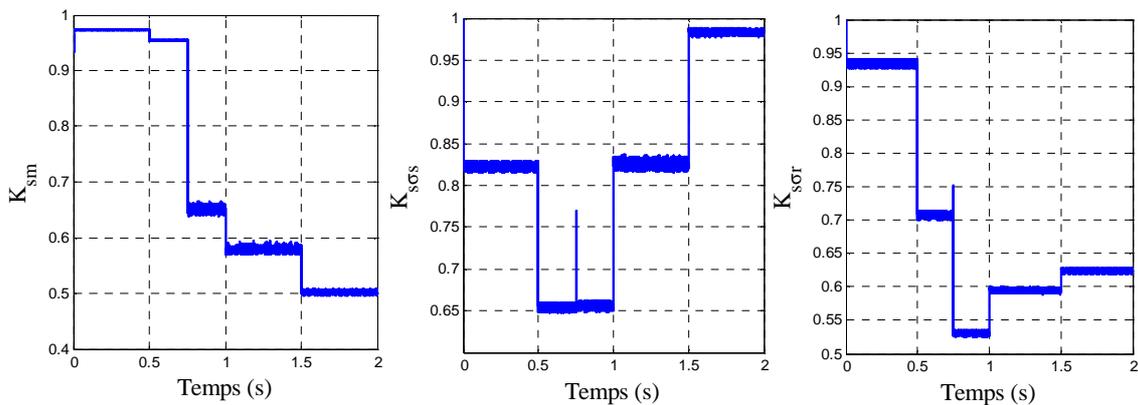


Figure 3.27 : Evolutions temporelles des facteurs de saturation d'une MADA (Commandée par SOSMC).

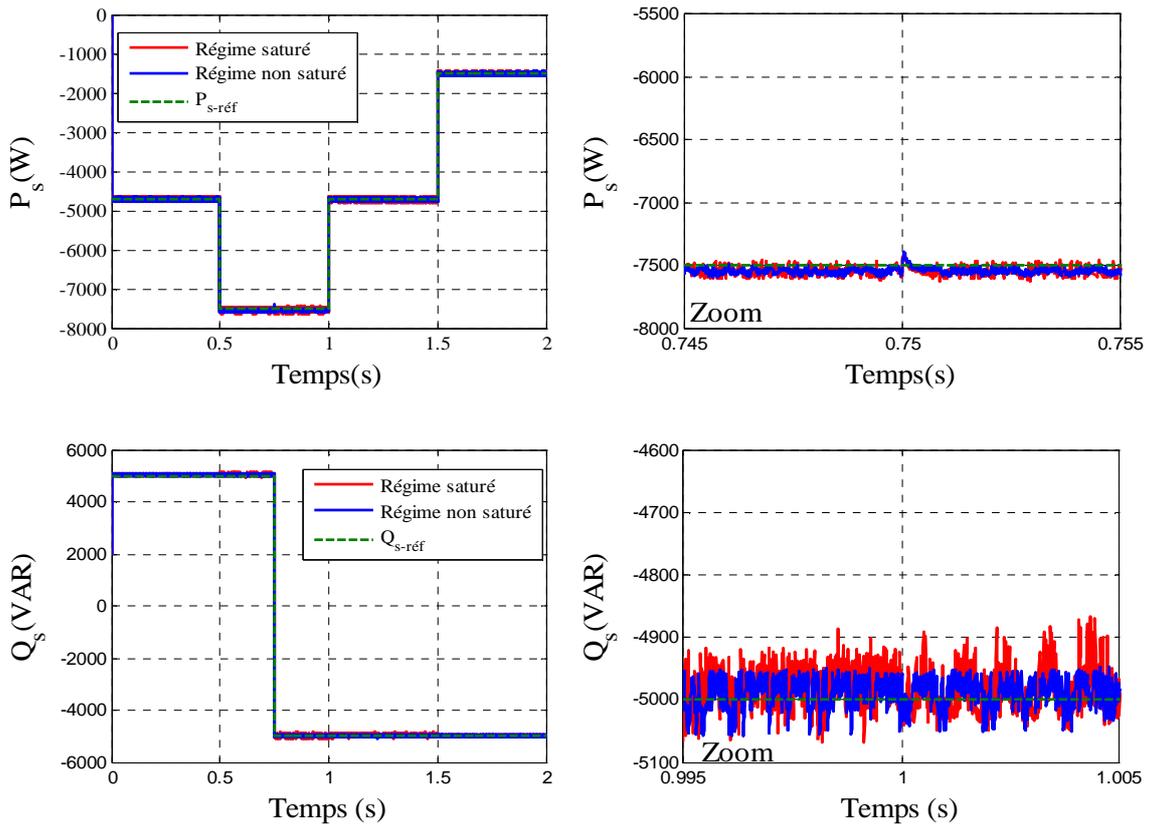


Figure 3.28 : Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation : Puissances active et réactive d'une MADA obtenues par SOSMC.

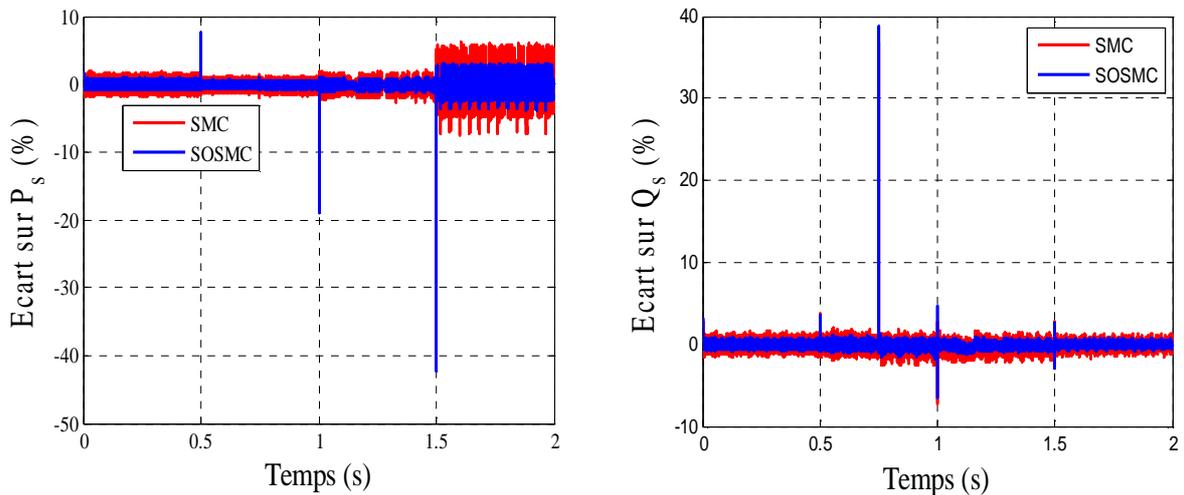


Figure 3.29 : Comparaison des écarts de puissances observés par rapport aux grandeurs de consignes entre les deux régimes de saturation (SMC en rouge, SOSMC en bleu).

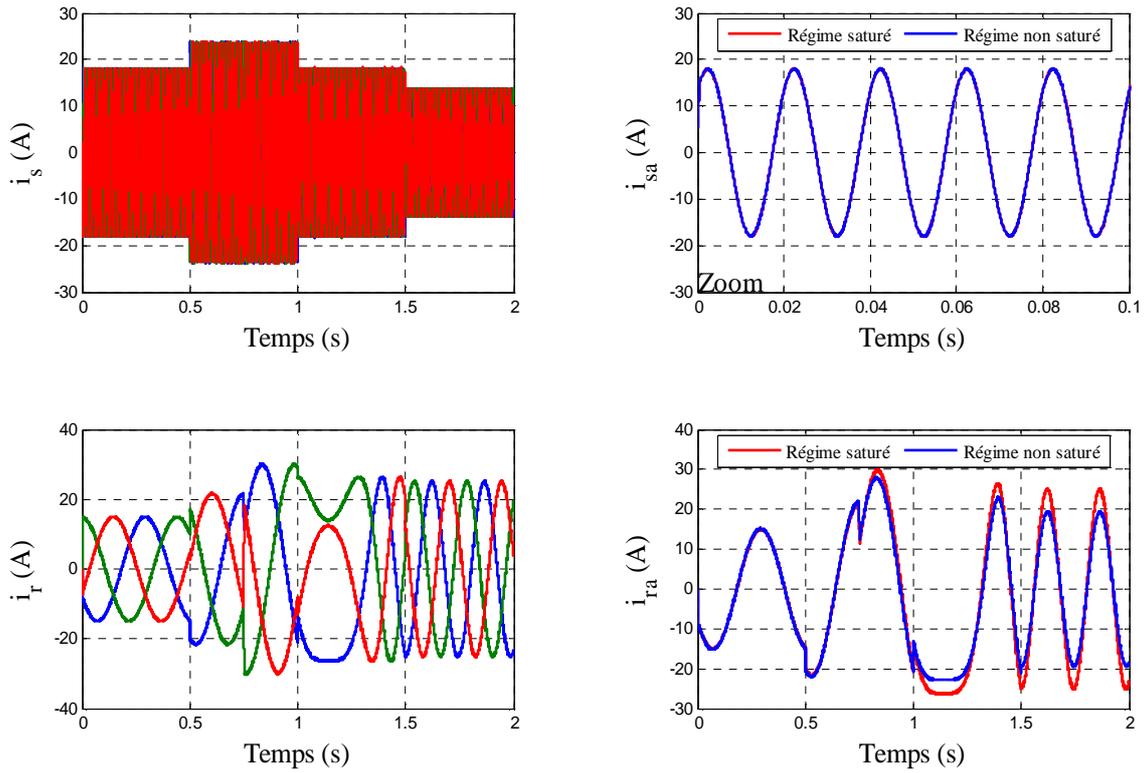


Figure 3.30 : Effet de la saturation sur les courants (SOSMC).

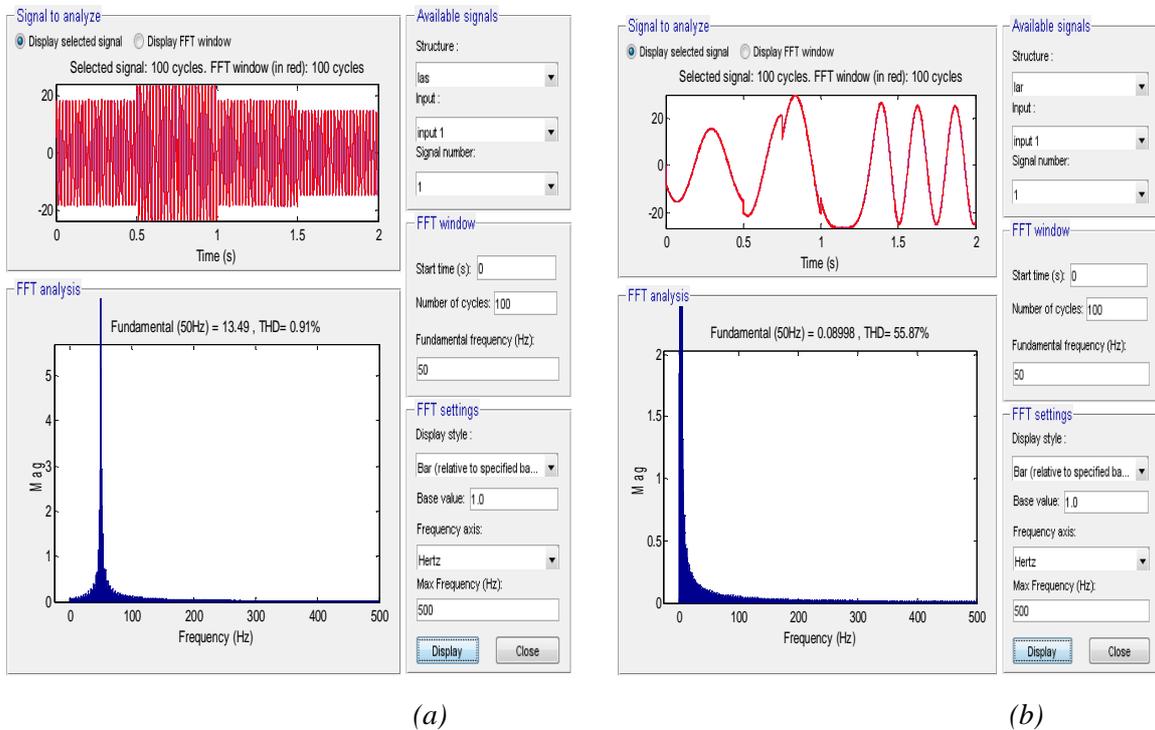


Figure 3.31 : Analyse harmonique des spectres des courants dans le cas de la commande par SMC.  
 (a) Courant d'une phase statorique  $i_{sa}$ , (b) Courant d'une phase rotorique  $i_{ra}$

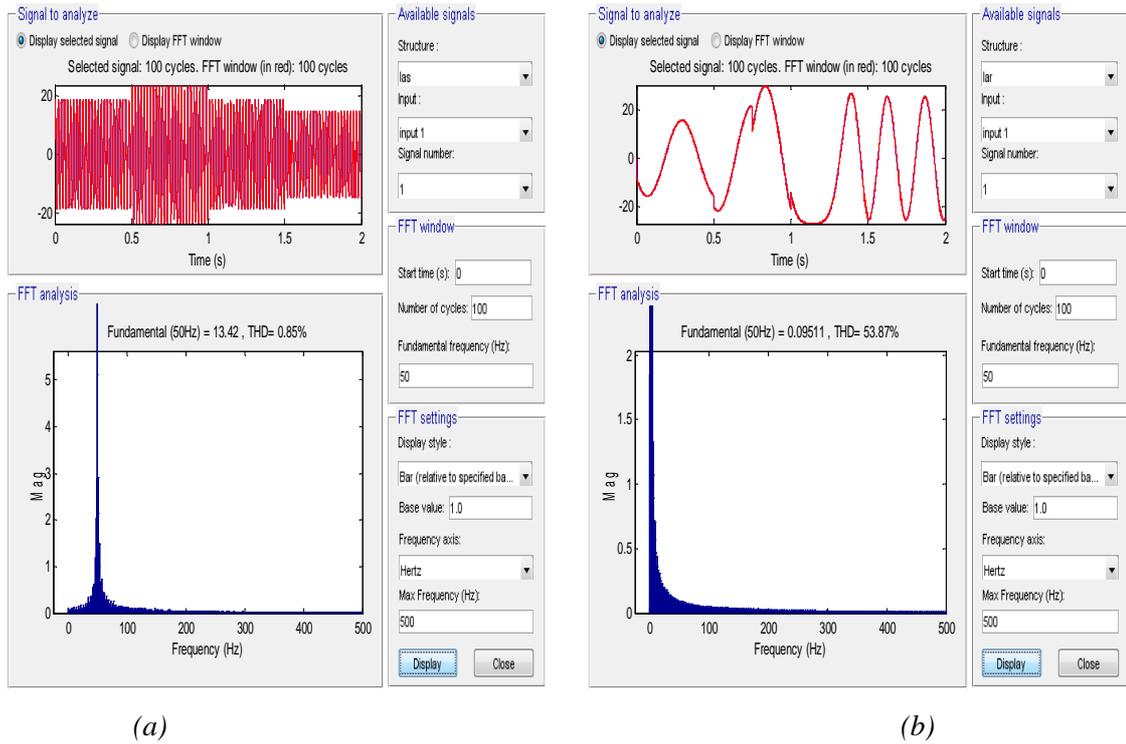


Figure 3.32 : Analyse harmonique des spectres des courants dans le cas de la commande par SOSMC. (a) Courant d'une phase statorique  $i_{sa}$ , (b) Courant d'une phase rotorique  $i_{ra}$

### 3.5.2.2 Test de robustesse

Dans le but de tester la robustesse de la commande par mode glissant d'ordre deux (SOSMC) de la MADA, nous avons également étudié l'influence des variations des résistances  $R_s$  et  $R_r$  sur les performances de la régulation. Les résistances  $R_s$  et  $R_r$  de la MADA ont été variées de la même façon que précédemment (augmentation de 100% pour chaque résistance en même temps). Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur la figure (3.33). D'après cette figure, on peut remarquer que les consignes de puissances sont toujours suivies par la génératrice on utilisant la commande par mode glissant d'ordre deux. Une comparaison avec la commande par mode glissant d'ordre un est aussi effectuée dans ce test (voir figure (3.34) des écarts des puissances observées par rapport aux grandeurs de consignes). On constate que les oscillations engendrées sur les puissances dues à la présence du phénomène de Chattering lié à la commande par SMC sont minimisé par l'utilisation de la commande par SOSMC. Ce test permet de conclure que le contrôleur par SOSMC est plus robuste vis-à-vis les variations paramétriques.

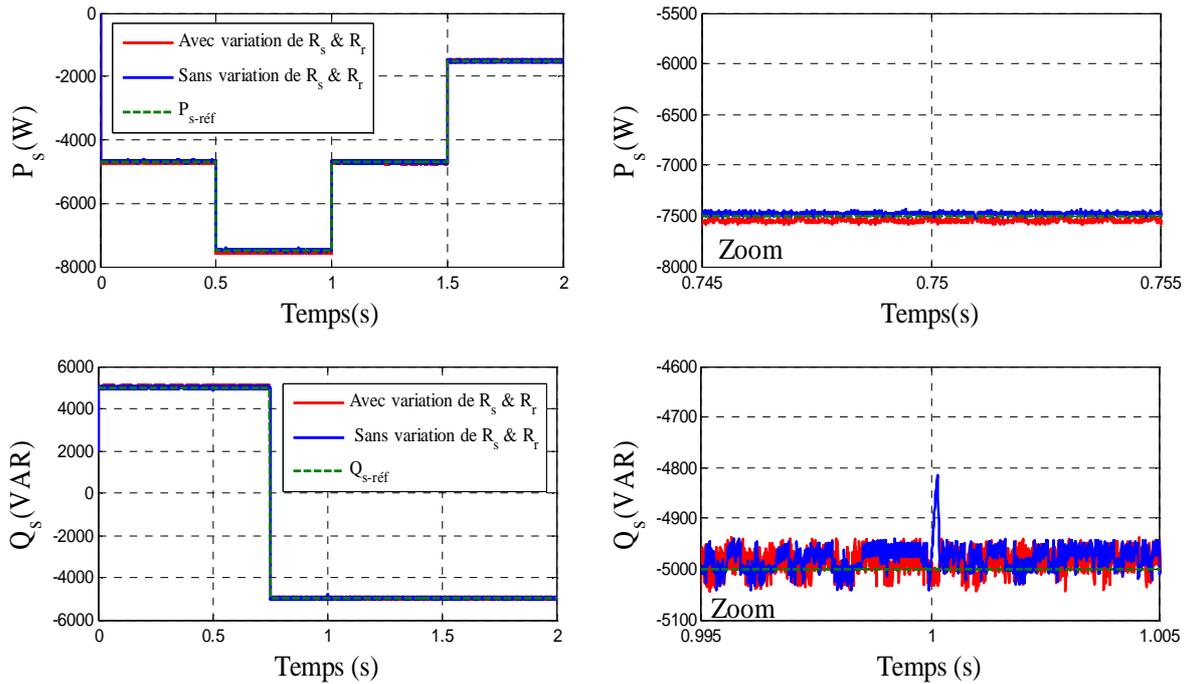


Figure 3.33 : Test de robustesse : Puissances actives et réactives de la MADA obtenues par SOSMC lors de la variation de 100% des résistances  $R_s$  et  $R_r$ .

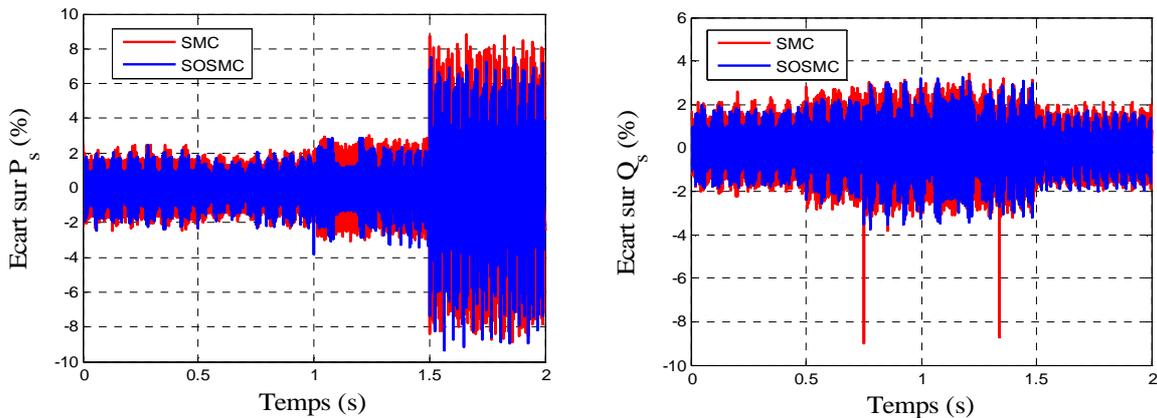


Figure 3.34 : Test de robustesse : Comparaison des écarts sur les puissances actives et réactives de la MADA de commandée par les deux méthodes (SMC et SOSMC).

### 3.6 Essai avec le système de conversion complet :

Dans l'essai de simulation avec le système complet intégrant la turbine éolienne, les perturbations induites par l'onduleur ne permettent pas de distinguer des différences de comportements entre les régulateurs par  $PI$  et par les modes glissants. Toutefois et d'après les résultats précédents, on a constaté une bonne régularité des signaux de puissance dans le cas du régulateur par mode glissant d'ordre deux. C'est pour cela que nous allons effectuer le présent test avec ce régulateur (Figure 3.35).

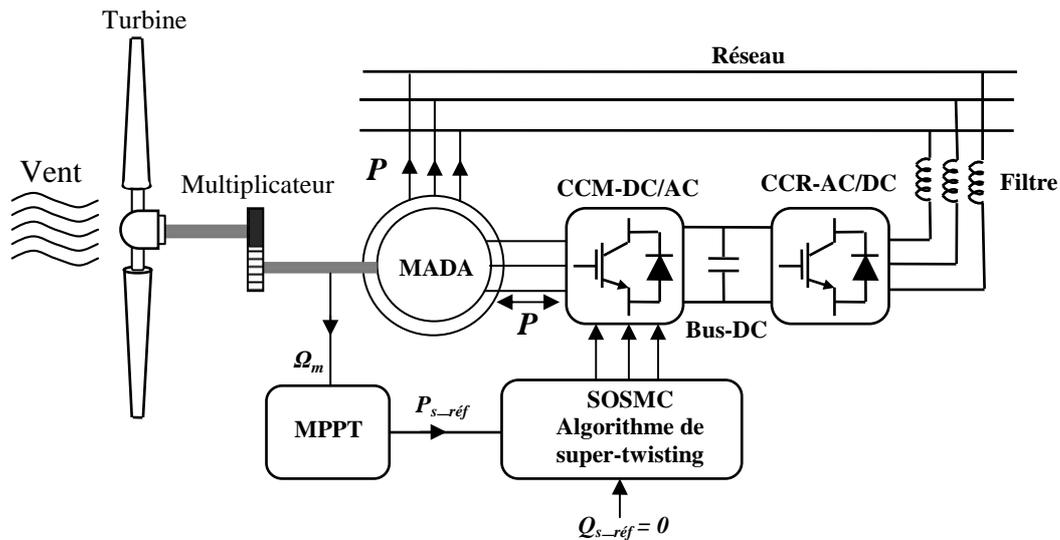


Figure 3.35 : SOSMC appliquée à un système de conversion basé sur une MADA en régime saturé.

Afin de réaliser ce test et d’analyser le comportement en régime dynamique du système, il est nécessaire de piloter la MADA avec un profil du vent typique comme le montre la figure 3.36. La vitesse mécanique correspondante, le coefficient de puissance ( $C_p$ ) et le ratio de vitesse ( $\lambda$ ) sont également représenté sur cette figure. On constate que le coefficient de puissance ( $C_p$ ) et le ratio de vitesse ( $\lambda$ ) sont maintenus à leurs valeurs maximales du modèle d’aérogénérateur utilisé.

Les figures 3.37 à 3.39 illustrent les résultats de simulation de la commande par mode glissant d’ordre deux appliquées à la MADA en régime saturé, en appliquant la stratégie de commande MPPT pour l’ensemble de la chaîne éolienne. La durée sur laquelle les mesures sont effectuées est 10 s avec un pas d’échantillonnage égal à  $10^{-5}$ . Les évolutions temporelles des facteurs de saturation  $K_{sm}$ ,  $K_{ss}$  et  $K_{sr}$ , représentés sur la figure 3.37, indiquent le degré de saturation de la machine lorsqu’elle est commandée par mode glissant d’ordre deux. On peut constater que la puissance active débitée par le stator possède la même allure que la puissance mécanique de la turbine (sa référence) qui varie suivant la variation du vent grâce à la stratégie de commande MPPT pour permettre à l’éolienne de fonctionner dans les conditions optimales. La puissance réactive est nulle puisque nous désirons un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire ( $\cos(\varphi) = 1$ ) (figure 3.38). Le courant du stator varie suivant la variation du vent aussi car c’est l’image de la puissance, puisque nous avons considéré que le stator de la MADA relié à une source de tension parfaite (380V, 50Hz) (figure 3.39). Nous constatons aussi sur cette figure, que le courant d’une phase statorique délivré ( $i_{as}$ ) par le générateur éolien est en phase par rapport à la tension du réseau. Ceci confirme que le système éolien n’injette que la puissance active dans le réseau.

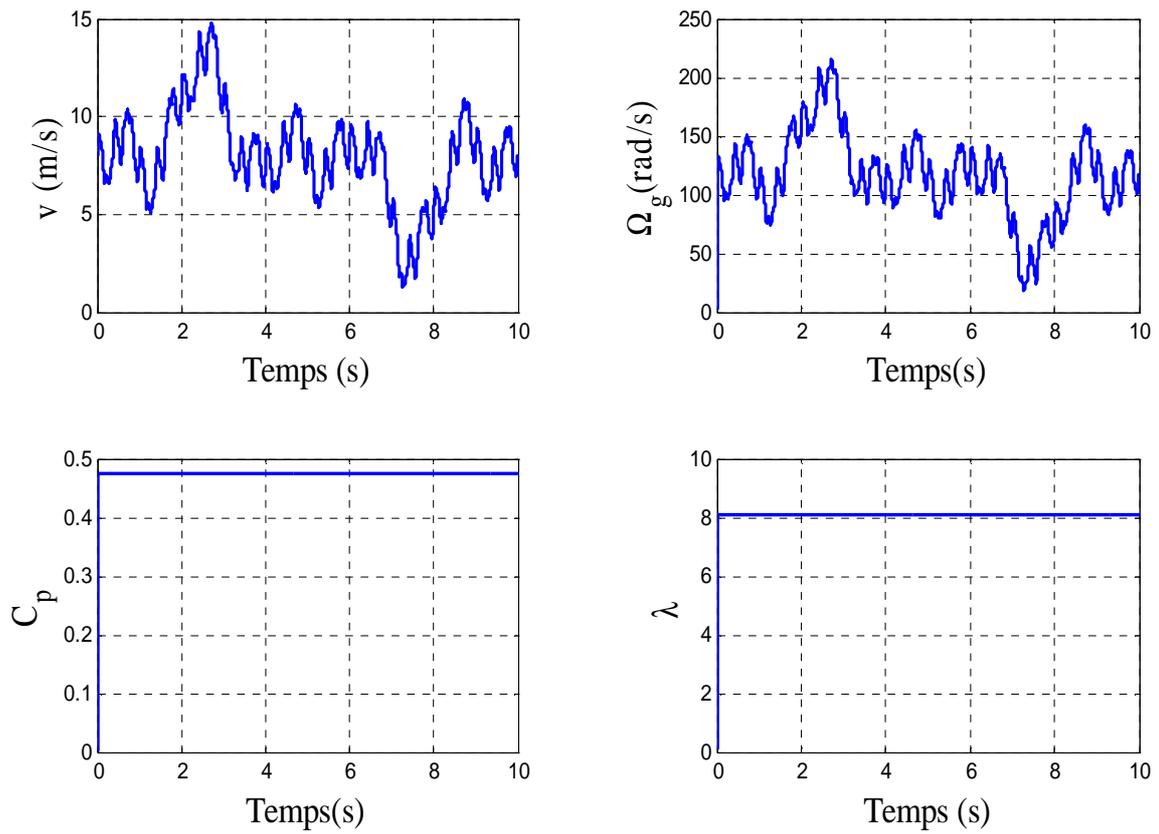


Figure 3.36 : Vitesse du vent ( $V$ ), Vitesse mécanique ( $\Omega_g$ ), Coefficient de puissance ( $C_p$ ) et ratio de vitesse ( $\lambda$ ).

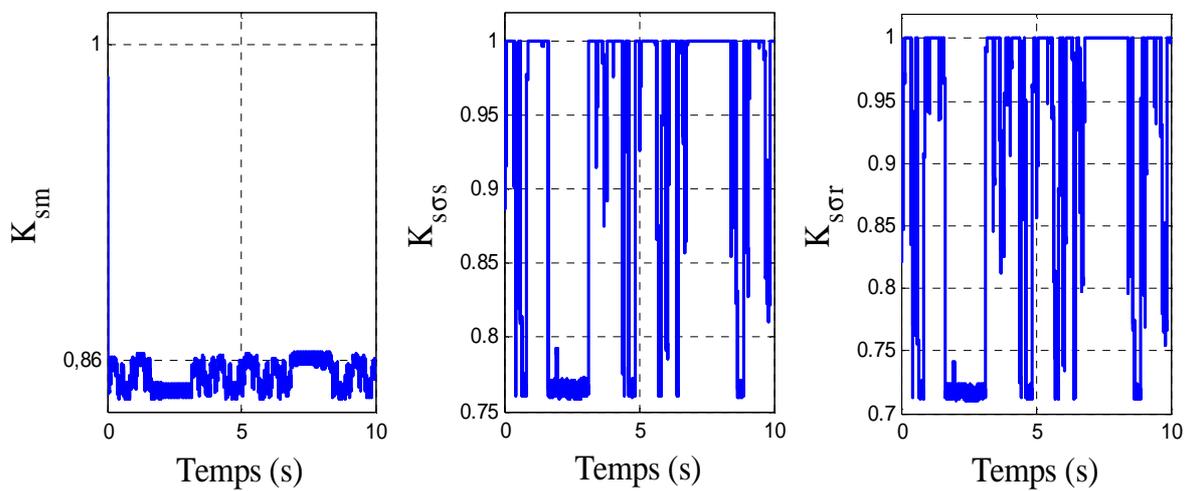


Figure 3.37 : Evolutions temporelles des facteurs de saturation de la MADA intégrée dans un système de conversion et commandée par SOSMC.

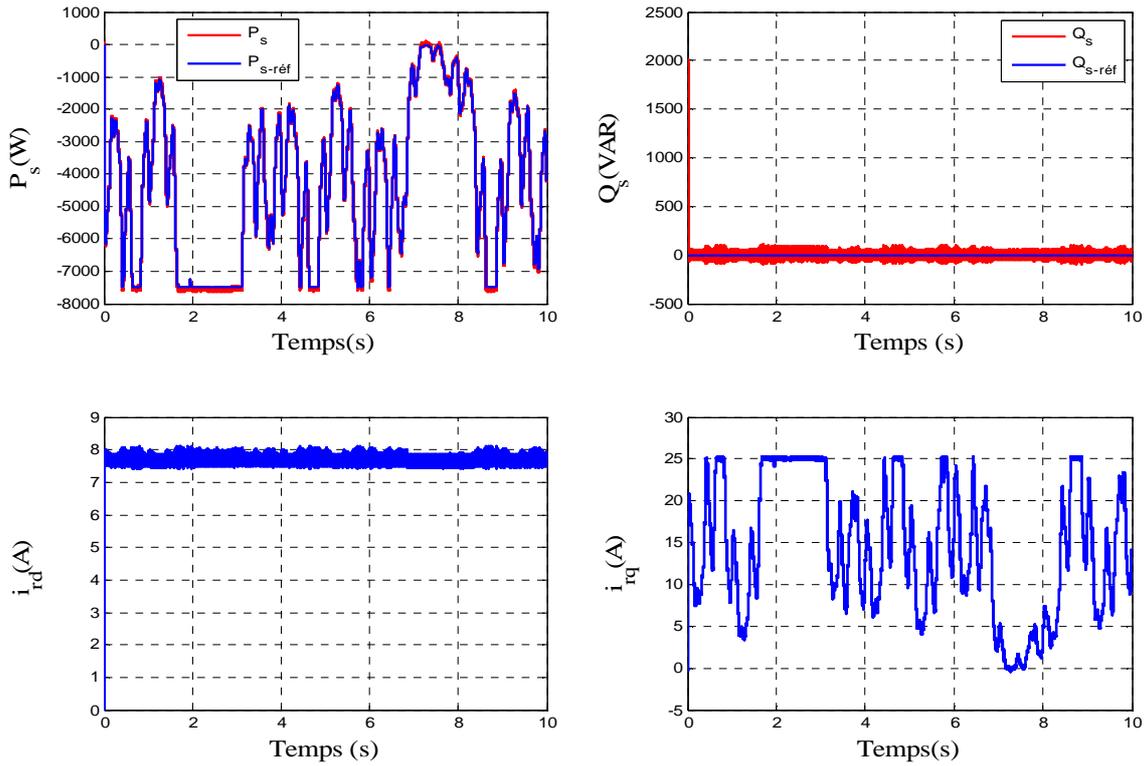


Figure 3.38 : Puissance active ( $P_s$ ), puissance réactive ( $Q_s$ ), Courant rotorique directe ( $i_{rd}$ ) et courant rotorique en quadrature ( $i_{rq}$ ).

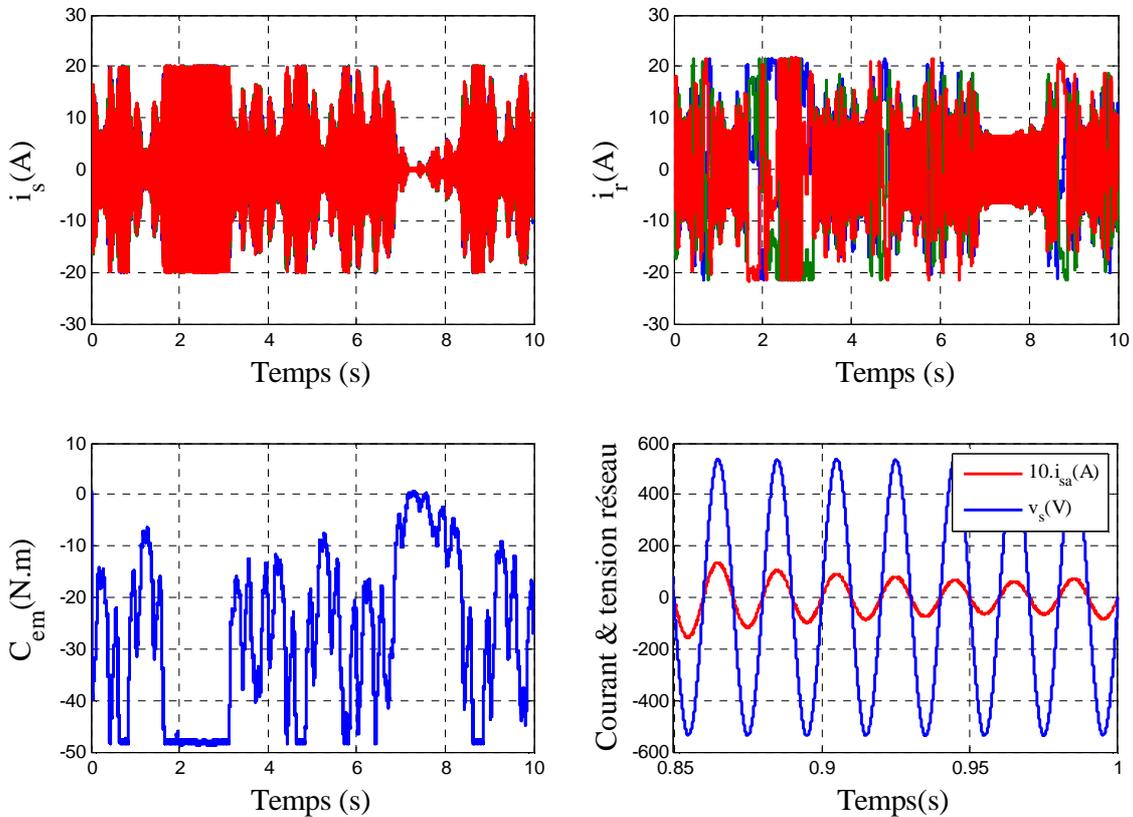


Figure 3.39 : Courant statorique ( $i_s$ ), Courant rotorique ( $i_r$ ), Couple électromécanique ( $C_{em}$ ), Courant d'une phase statorique ( $i_{sa}$ ) avec la tension du réseau.

### 3.7 Conclusion

Ce chapitre a été divisé en deux principales parties. La première partie a traité, une commande indépendante en puissances directe et indirecte. Ces stratégies de contrôle ont été validées par simulation avec un modèle de la MADA qui prend en compte la saturation du flux magnétisant et des flux de fuite. Nous avons établi une comparaison entre les deux régimes de saturation d'une part et d'autre part entre ces deux types de commandes. Cette comparaison a été effectuée en termes de suivi de consignes, sensibilité à l'effet de saturation et à la variation de la vitesse du vent ainsi que leur robustesses vis-à-vis les variations des résistances (statorique et rotorique). Les résultats de simulation de cette partie ont montré que ce type de commande présente un certain effet de couplage surtout en régime saturé avec une poursuite satisfaisante de la référence. En outre, il faut signaler que le régulateur PI ne permet pas dans tous les cas de maîtriser les régimes transitoires, et en général, les variations paramétriques de la machine.

Dans la seconde partie, des stratégies de commande par mode glissant d'ordre un et d'ordre deux ont été proposées afin d'améliorer les performances de la machine. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'efficacité de ces commandes proposées par rapport aux autres méthodes par PI classique. Néanmoins la commande par mode glissant d'ordre deux s'est montrée moins sensible à l'effet de saturation et plus efficace en termes de réduction du phénomène de broutement (Chattering).

Enfin la présence du modèle d'aérogénérateur a permis d'effectuer une simulation dans des conditions proches de celles d'un système éolien réel. Les résultats obtenus ont montré que les puissances (active et réactive) du système éolien pouvaient être contrôlées de façon indépendante tout en garantissant une puissance active optimale fournie au réseau électrique quelle que soit la vitesse du vent grâce à la stratégie MPPT.

**CHAPITRE 4 :**  
**DTC-SOSMC D'UNE MADA EN REGIME**  
**SATURE ASSOCIEE A UN SYSTEME DE**  
**STOCKAGE**

## 4.1 Introduction

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, rencontrées avec les commandes basées sur l'orientation du flux, une nouvelle stratégie de contrôle de la machine asynchrone apparut dans la littérature sous le nom de la DTC (Direct Torque Control). Cette stratégie a été introduite dans la deuxième moitié des années 1980, par I. Takahashi [TAK86].

L'idée fondamentale de la DTC est la sélection directe des séquences de commutation à appliquer aux interrupteurs d'un onduleur de tension afin de contrôler le flux et le couple électromagnétique. Il existe deux principales structures de la DTC. La première est la commande directe du couple classique (DTC-C) avec laquelle on utilise des tables de commutations et des correcteurs à hystérésis. Dans ces conditions, il est judicieux de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [DJE15]. La seconde est la DTC-PWM-PI ou tout simplement DTC-PI qui conserve l'idée de base de la commande à flux orienté et utilise des régulateurs de type PI avec une MLI standard afin d'obtenir de meilleures performances. Dans ce cas, on s'est confronté avec l'influence des paramètres de la machine.

Dans ce contexte, on propose dans ce chapitre une nouvelle stratégie de commande directe du couple basée sur des régulateurs robustes à modes glissant d'ordre deux qui nous allons appeler DTC-SOSMC. Cette stratégie permet d'améliorer certains aspects comme la minimisation de l'influence des paramètres de la machine ce qui permet d'obtenir une commande robuste face aux variations des inductances de la machine dues au phénomène de la saturation. Cette technique permet aussi de minimiser le broutement engendré et donc limiter le stress mécanique sur l'arbre de transmission de la MADA. Pour atteindre ces objectifs, la table de sélection du DTC classique sera remplacée par une MLI standard et les comparateurs conventionnels seront remplacés par des régulateurs à mode glissant d'ordre deux basés sur l'algorithme de supertwisting introduit par [LEV07]. Des simulations sont réalisées pour comparer les trois stratégies et évaluer la technique proposée en termes de poursuite de trajectoire, sensibilité à l'effet de saturation et la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques. Enfin, un test est également réalisé avec la turbine éolienne en associant en parallèle avec le bus continu un système de stockage afin de lisser au maximum la puissance fournie au réseau et obtenir des conditions de fonctionnements les plus proches d'un système de conversion d'énergie éolienne réel.

## 4.2 Contrôle direct du couple classique (DTC-C) appliquée à la MADA

### 4.2.1 Principe de la DTC-C

Le principe de la DTC classique appliquée à une machine asynchrone est de sélectionner un des huit vecteurs de tensions générés par l'onduleur de tension pour contrôler le couple électromagnétique et le flux statorique. Ce dernier est déterminé par estimation en intégrant directement les tensions statoriques et le couple électromagnétique est estimé à partir des courants statoriques mesurés. L'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis à double bande générant à sa sortie la variable  $H_{Cem}$  à trois niveaux (-1,0,1). De même, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées. L'erreur du flux statorique  $H_{\psi_s}$  est injectée dans un régulateur à hystérésis à bande unique, générant à sa sortie la variable binaire (0,1). La variable  $\theta_s$  qui correspond à une discrétisation de l'angle du vecteur flux statorique permet d'identifier le secteur angulaire dans lequel se trouve ce vecteur.

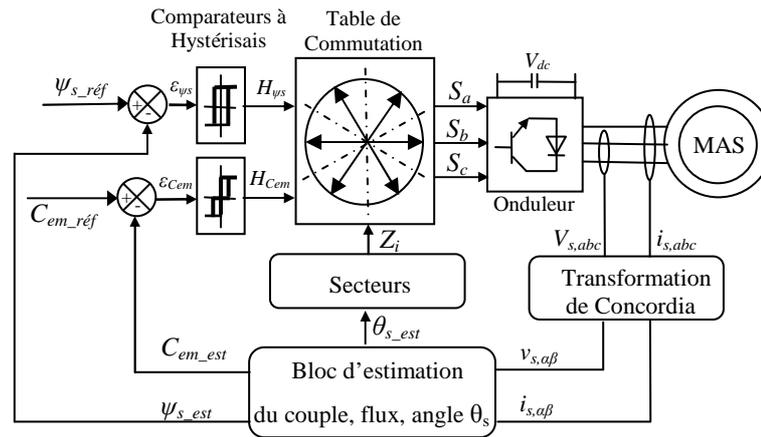


Figure 4.1 : Structure de base de la Commande Directe du Couple (DTC) d'une MAS standard.

### 4.2.2 Représentation du vecteur de tension de commande appliquée à la MADA

On définit le vecteur de commande  $\bar{V}_r$ , appliqué au rotor de la MADA, en fonction des commandes ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) des interrupteurs de l'onduleur et de la tension du bus continu  $V_{dc}$ , comme suit [MOU14]:

$$\bar{V}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left[ S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (4.1)$$

Dans le repère de Concordia, l'onduleur peut générer les tensions  $V_i$  ( $i=0,1,\dots,7$ ). Ainsi, il existe huit combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur dont six

sont des séquences actives (Figure 4.2). Celles-ci définissent six vecteurs de tensions à la sortie de l'onduleur ( $V_1, \dots, V_6$ ). Les deux séquences restantes sont des séquences de roue libre définissant deux vecteurs de tensions nulles  $V_0$  et  $V_7$ .

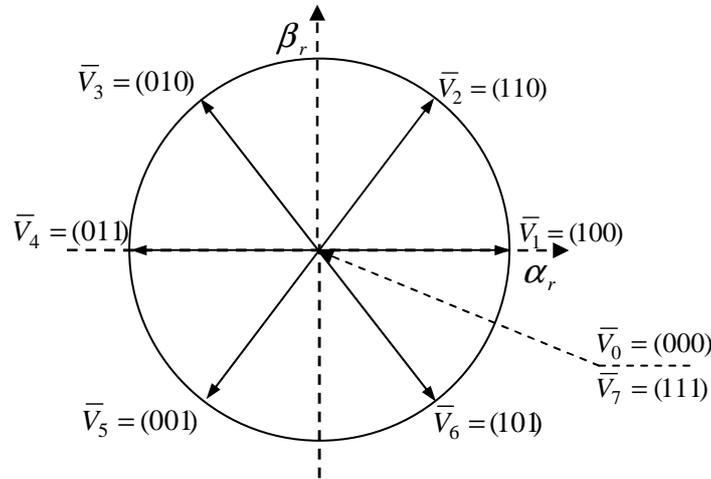


Figure 4.2 : Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension.

Les séquences de commutation des interrupteurs et les tensions rotoriques issues d'un onduleur de tension à deux niveaux sont résumées dans le tableau suivant [MOU14]:

$V_i$	Grandeurs de commande			Tension triphasées			Tension biphasées	
	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$v_{ra}$	$v_{rb}$	$v_{rc}$	$v_{ra}$	$v_{r\beta}$
$V_0$	0	0	0	0	0	0	0	0
$V_1$	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0
$V_2$	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$V_3$	0	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$V_4$	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	0
$V_5$	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$V_6$	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$V_7$	1	1	1	0	0	0	0	0

Tableau 4.1 : Tensions rotoriques issues d'un onduleur de tension à deux niveaux.

### 4.2.3 Stratégie de Takahashi

La stratégie proposée par *Takahashi*, appliquée au convertisseur coté rotor de la MADA, consiste à contrôler le couple et le flux en se basant sur l'algorithme suivant :

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée réduite  $T_e \leq 50\mu s$ .
- Reconstitution des composantes du vecteur de flux rotorique à partir de la mesure des courants et des tensions rotoriques.
- Estimation du couple électromagnétique en utilisant l'estimation du flux et la mesure des courants rotoriques.
- Détermination de la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour contrôler le flux et le couple.

### 4.2.4 Contrôle du flux rotorique

Le flux rotorique peut s'exprimer par :

$$\bar{\psi}_r(t) = \int_0^T (\bar{v}_r - R_r \bar{i}_r) dt + \bar{\psi}_r(0) \quad (4.2)$$

Lorsque  $v_r \gg R_r i_r$ , l'équation (4.2) se réduit à :

$$\bar{\psi}_r(t) \cong \bar{\psi}_r(0) + V_r T \quad (4.3)$$

D'où la variation du flux rotorique (figure 4.3):

$$\frac{d\bar{\psi}_r(t)}{dt} = \Delta \bar{\psi}_r = V_r T \quad (4.4)$$

Il est donc possible de fonctionner avec un module du flux  $\bar{\psi}_r$ , pratiquement constant, mais il faut noter que cela n'est possible que si la période de contrôle, et par conséquent la période d'échantillonnage, est très faible devant la période de rotation du flux. Alors, les vecteurs de tensions nulles ne sont pas utilisés pour contrôler le flux rotorique. En d'autres termes  $\bar{\psi}_r$  devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique.

La méthode la plus simple de commander l'onduleur consiste à des applications successives des vecteurs  $\bar{V}_i$  non nuls à une période  $T_e$  de commande de l'onduleur. Le vecteur de contrôle a donc huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe  $T_e$ ).

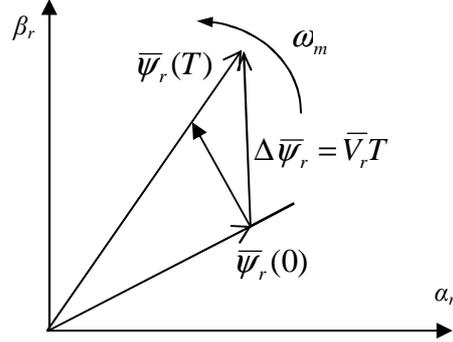


Figure 4.3 : Evolution de l'extrémité de  $\psi_r$  pour  $R_r i_r$  négligeable.

Pour contrôler le flux rotorique, on associe au régulateur à hystérésis correspondant, une variable  $H_{\psi_r}$  à deux états (0 ou 1), comme le montre la figure 4.4.

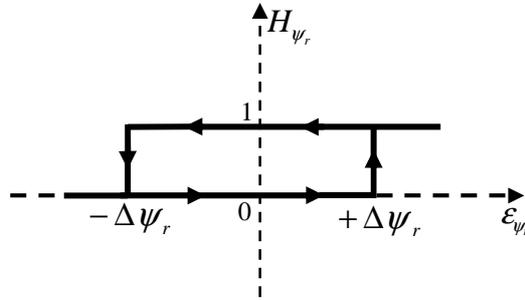


Figure 4.4 : Comparateur à hystérésis pour contrôler le module du vecteur flux rotorique.

On peut définir la bande d'hystérésis sous la forme :

$$\epsilon_{\psi_r} = \psi_{r\_réf} - \psi_{r\_est} \quad (4.5)$$

Ainsi, selon le choix du vecteur de tension rotorique sur des intervalles successifs de durée égale à la période d'échantillonnage, on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur de flux rotorique une trajectoire quasi circulaire (bande d'hystérésis) et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante [TOU08].

#### 4.2.5 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est le produit vectoriel des modules des flux statorique et rotorique, il est déterminé par l'équation suivante [DJE15]:

$$C_{em} = -p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\bar{\Psi}_s \times \bar{\Psi}_r) = -p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\Psi}_s| |\bar{\Psi}_r| \sin(\delta) \quad (4.6)$$



Dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$ , les composantes du flux rotoriques sont estimées comme suit :

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha\_est} = \int_0^t (v_{r\alpha} - R_r i_{r\alpha}) dt \\ \psi_{r\beta\_est} = \int_0^t (v_{r\beta} - R_r i_{r\beta}) dt \end{cases} \quad (4.9)$$

Cette estimation nécessite la connaissance des composantes des vecteurs tensions et courants rotoriques :  $v_{r\alpha}$ ,  $v_{r\beta}$ ,  $i_{r\alpha}$  et  $i_{r\beta}$ . Les composantes du vecteur courant rotorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurés  $i_{ra}$ ,  $i_{rb}$  et  $i_{rc}$  :

$$\begin{cases} i_{r\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{ra} \\ i_{r\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{rb} - i_{rc}) \end{cases} \quad (4.10)$$

Les composantes du vecteur de tension rotorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs :

$$\begin{cases} v_{r\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{dc} \left( S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ v_{r\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (4.11)$$

A partir de ces deux expressions on peut calculer le module du flux rotorique et l'angle  $\theta_r$  :

$$\psi_{r\_est} = \sqrt{\psi_{r\alpha\_est}^2 + \psi_{r\beta\_est}^2} \quad (4.12)$$

$$\theta_{r\_est} = \arctg \left( \frac{\psi_{r\beta\_est}}{\psi_{r\alpha\_est}} \right) \quad (4.13)$$

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux rotorique et de la mesure du courant rotorique en utilisant l'équation (2.15) exprimée par les coordonnées de Concordia:

$$C_{em\_est} = -p(\psi_{r\alpha\_est} i_{r\beta} - \psi_{r\beta\_est} i_{r\alpha}) \quad (4.14)$$

#### 4.2.7 Elaboration des tables de commutation

Pour élaborer une DTC classique, deux points fondamentaux sont à envisager :

- L'action du vecteur de tension dépend de la position du flux au moment de l'application de ce vecteur et du sens de rotation de la machine.

- La rapidité de l'augmentation ou de la diminution du flux ou du couple dépend du vecteur de la tension appliquée.

Le tableau 4.2 résume les séquences de commutation proposées par *Takahashi* pour contrôler le flux et le couple électromagnétique avec des comparateurs à hystérise à deux niveaux. Le tableau 4.3 illustre les séquences dans le cas d'utilisation d'un comparateur à deux niveaux pour le flux et trois niveaux pour le couple. Ces tableaux sont élaborés en fonction des sorties des correcteurs à hystérésis du couple et du flux.

$H_{\psi r}$	$H_{Cem}$	<i>Secteur</i>					
		<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	<b>6</b>
<b>1</b>	<b>1</b>	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	<b>0</b>	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
<b>0</b>	<b>1</b>	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	<b>0</b>	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

Tableau 4.2 : Table de commutation comparateur du couple à deux niveaux.

$H_{\psi r}$	$H_{Cem}$	<i>Secteur</i>					
		<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	<b>6</b>
<b>1</b>	<b>1</b>	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	<b>0</b>	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	<b>-1</b>	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
<b>0</b>	<b>1</b>	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	<b>0</b>	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	<b>-1</b>	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

Tableau 4.3 : Table de commutation avec comparateur du couple à trois niveaux.

#### 4.2.8 Structure de la DTC-C appliquée à la MADA

La structure détaillée de la commande directe du couple classique (DTC-C) de la MADA est présentée sur la figure 4.7. Cette structure est nettement simplifiée comparativement à la commande vectorielle puisqu'une seule transformation de référentiel est

nécessaire, les boucles de régulation proportionnelle et intégrale ont été remplacées par des régulateurs à hystérésis et aucun découplage par compensation n'est nécessaire.

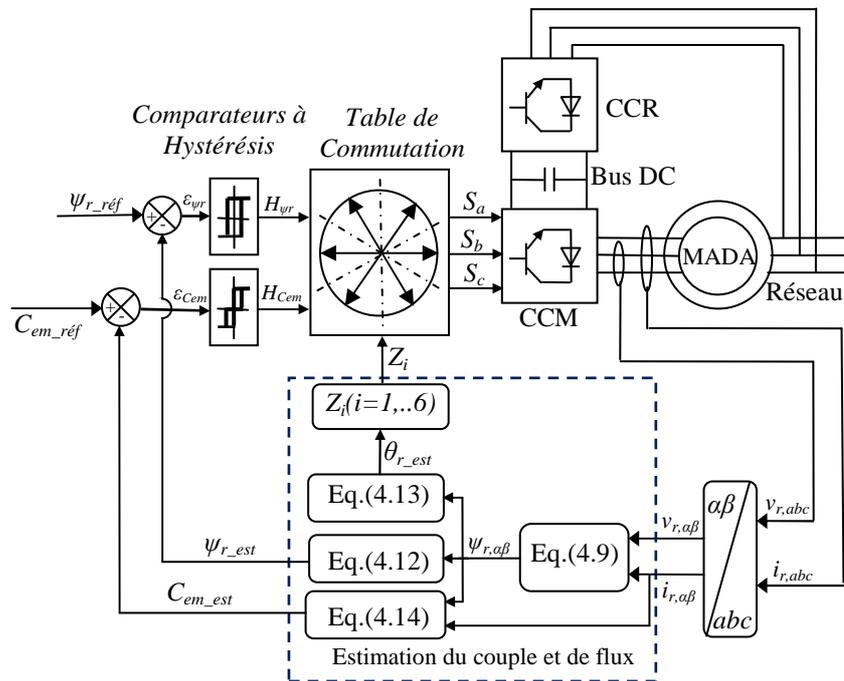


Figure 4.7 : Structure détaillée de la DTC classique de la MADA.

### 4.3 Contrôle direct du couple basé sur un régulateur de type PI (DTC-PI)

#### 4.3.1. Principe de la DTC-PI

Dans cette partie on présente une méthode modifiée du contrôle direct du couple de la MADA. Dans cette stratégie de commande, le couple et le flux sont régulés par deux régulateurs de type PI classique et par l'utilisation d'une modulation de largeur d'impulsion conventionnelle (PWM), alors, la table de commutation et les comparateurs à hystérésis ont été éliminés. Cette commande, que nous avons appelée DTC- PI, possède les avantages du contrôle vectoriel et de la DTC classique pour surpasser le problème du temps de calcul et minimiser les fluctuations au niveau du couple électromagnétique et du flux rotorique de la MADA.

#### 4.3.2 Contrôle du flux rotorique et du couple électromagnétique

Afin de contrôler indépendamment le flux rotorique et le couple électromagnétique, il est plus judicieux de lier le repère  $(d,q)$  au champ tournant rotorique, par conséquent, l'axe  $d$  de ce repère soit confondu avec la direction du vecteur flux rotorique (Figure 3.1).

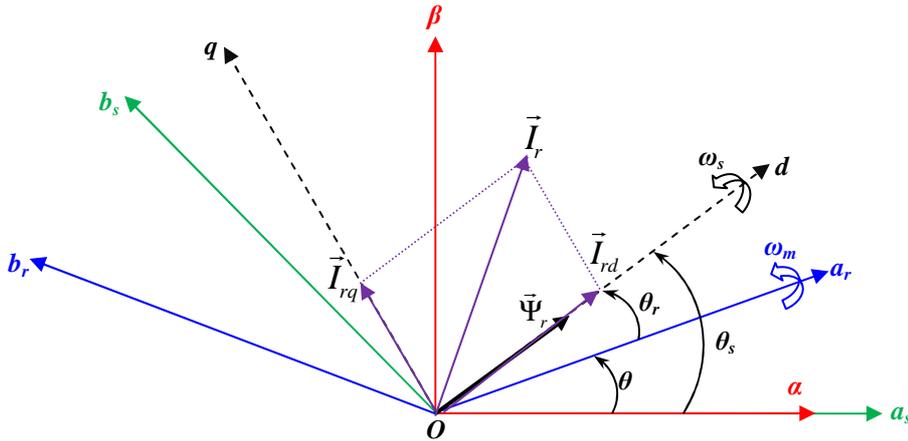


Figure 4.8 : Orientation du flux rotorique sur l'axe  $d$ .

La composante d'axe  $d$  du courant rotorique  $i_{rd}$  est alors directement proportionnelle à l'amplitude du flux rotorique. En maintenant l'amplitude de la composante du courant rotorique  $i_{rd}$  constante, nous obtenons ainsi le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique de la MADA [BOU09],[MOU14].

#### 4.3.2.1 Contrôle du flux rotorique

L'orientation de l'axe  $d$  sur le flux rotorique, permet d'écrire:

$$\begin{cases} \psi_{rd} = \psi_r \\ \psi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (4.15)$$

En tenant compte de l'équation (4.15), les composantes directe et en quadrature de la tension rotorique données par l'équation (2.7), deviennent :

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_r}{dt} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \omega_r \psi_r \end{cases} \quad (4.16)$$

En considérant l'équation (4.15), le flux rotorique  $\psi_r$  peut être obtenu à partir de l'équation (3.5), comme suit :

$$\psi_r = \sigma L_r i_{rd} + \frac{L_m V_s}{L_s \omega_s} \quad (4.17)$$

Et le couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p\psi_r i_{rq} \quad (4.18)$$

A partir de (4.16) et (4.17), et en éliminant la composante  $i_{rd}$  de ces deux équations ainsi en utilisant l'opérateur de Laplace,  $s = \frac{d}{dt}$ , on obtient :

$$v_{rd} = \frac{1 + \sigma T_r s}{\sigma T_r} \psi_r - \frac{L_m V_s}{\sigma T_r L_s \omega_s} \quad (4.19)$$

Avec  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  : représente la constante du temps rotorique.

L'équation (4.19) peut être écrite sous la forme :

$$v_{rd} = \frac{1}{G_{\psi_r}} \psi_r + C_d \quad (4.20)$$

Avec :

$$G_{\psi_r} = \frac{\sigma T_r}{1 + \sigma T_r s} \quad (4.21)$$

$$C_d = -\frac{L_m V_s}{\sigma T_r L_s \omega_s} \quad (4.22)$$

Afin de maintenir le flux rotorique à sa valeur de référence  $\psi_{r\_réf}$ , un régulateur standard de type PI est utilisé. La figure 4.9 montre le schéma bloc de la régulation du flux rotorique.

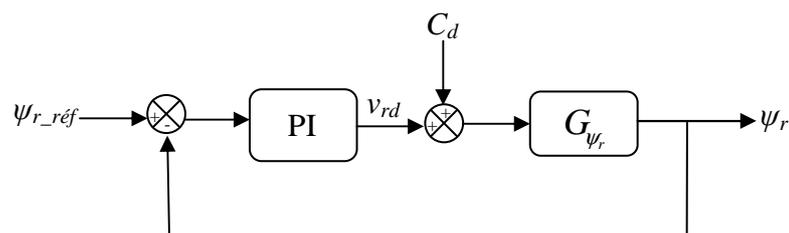


Figure 4.9 : Schéma fonctionnel de la régulation du flux rotorique.

#### 4.3.2.2 Contrôle du couple électromagnétique

A partir de l'équation du couple électromagnétique (4.18), la composante  $q$  du courant rotorique est exprimée par :

$$i_{rq} = \frac{1}{p\psi_r} C_{em} \quad (4.23)$$

La substitution de (4.23) dans (4.16), donne :

$$v_{rq} = \frac{R_r}{p \Psi_r} C_{em} + \omega_r \Psi_r \quad (4.24)$$

Le couple électromagnétique est contrôlé donc par la composante  $q$  de la tension rotorique, ainsi, l'équation (4.24) s'écrit:

$$v_{rq} = \frac{1}{G_{\Psi_r}} C_{em} + E_q \quad (4.25)$$

Avec :

$$G_{C_{em}} = \frac{p \Psi_r}{R_r} \quad (4.26)$$

$$C_q = \omega_r \Psi_r \quad (4.27)$$

La figure (4.10) montre la relation entre  $C_{em}$  et  $v_{rq}$ . Un régulateur PI est utilisé pour obtenir les performances désirées et maintenir le couple à sa valeur de référence  $C_{em\_réf}$ .

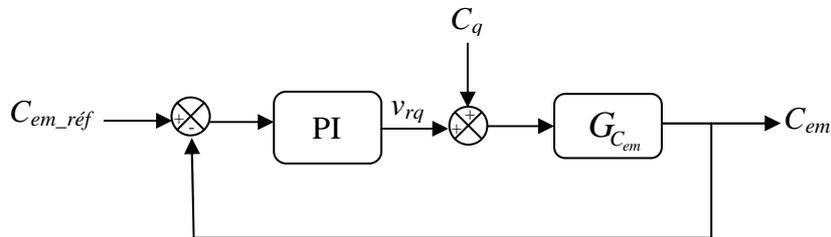


Figure 4.10: Schéma fonctionnel de la régulation du couple.

### 4.3.3 Estimation du flux et du couple

La commande directe du couple basée sur un régulateur de type PI classique, appliquée à la MADA, nécessite l'estimation du couple électromagnétique et du flux rotorique. Pour cela, il existe différentes techniques d'estimation dépendante ou non de la vitesse angulaire (position) du rotor. Néanmoins, l'estimateur classique par modèle de tension est couramment utilisé. Ainsi, nous avons opté pour l'estimation du module flux rotorique à l'aide de l'équation (4.12) et pour l'estimation du position du rotor  $\theta_r$  par l'équation (4.13).

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux rotorique et de la mesure du courant rotorique en utilisant directement l'équation (4.14) :

#### 4.3.4 Structure de la DTC-PI

La structure détaillée de la commande directe du couple basée sur un régulateur de type PI classique (DTC-PI) appliquée à la MADA est présentée sur la figure 4.11. Cette structure est modifiée comparativement à la DTC classique puisqu'elle nécessite uniquement la mesure du courant rotorique pour l'estimation du module du flux rotorique et du couple électromagnétique. Les régulateurs à hystérésis ont été remplacés par des boucles de régulation proportionnelle et intégrale. La table de commutation a été remplacée par une MLI standard.

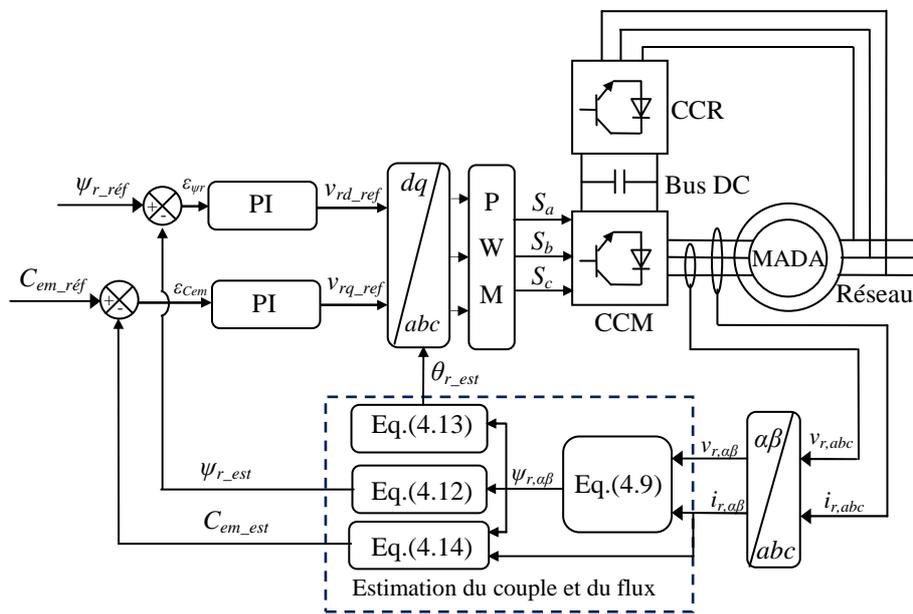


Figure 4.11 : Schéma bloc de la structure du contrôle DTC-PI appliquée à la MADA.

### 4.4 DTC basée sur des régulateurs par mode glissant d'ordre deux

#### 4.4.1. Structure de la DTC-SOSMC

Afin d'améliorer les performances de la technique DTC-PI, les régulateurs par PI standard seront remplacés par des régulateurs robuste utilisant la technique du mode glissant d'ordre deux basée sur l'algorithme de super-twisting exposé dans l'annexe B.

Le bloc d'estimation du flux rotorique et du couple électromagnétique garde la même forme que celui établi pour de la DTC-PI décrite dans la section précédente. Le schéma bloc de la structure de contrôle proposée est illustré par la figure 4.12.

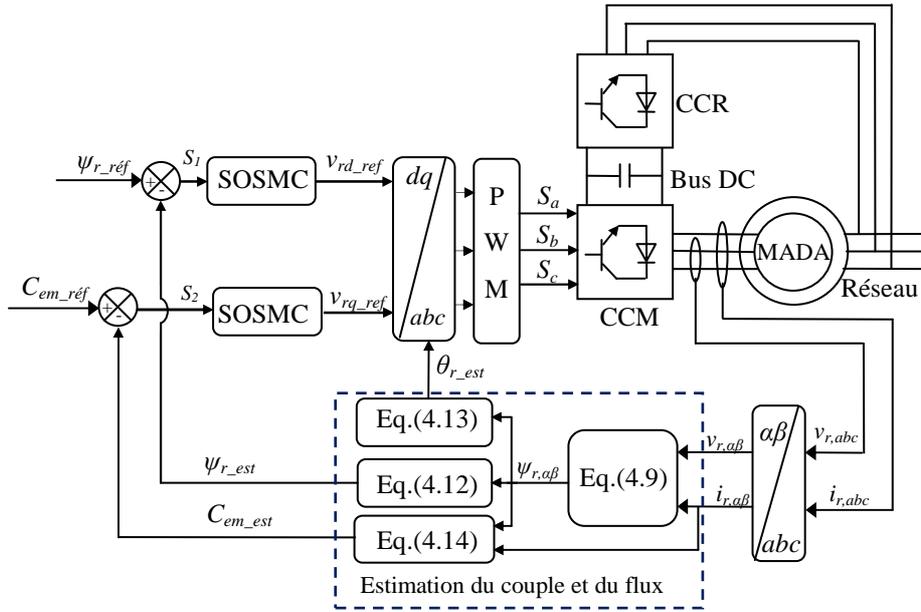


Figure 4.12 : Schéma bloc de la structure du contrôle DTC- SOSMC appliquée à la MADA.

#### 4.4.2 Contrôle du flux rotorique et du couple électromagnétique

Dans ce cadre, nous considérons les surfaces définies comme suit :

$$\begin{cases} S_1 = \psi_{r\_réf} - \psi_r \\ S_2 = C_{em\_réf} - C_{em} \end{cases} \quad (4.31)$$

Remplaçant le couple et le flux par leurs expressions données, respectivement, par les équations (4.17) et (3.8), on obtient :

$$\begin{cases} S_1 = \psi_{r\_réf} - \sigma L_r i_{rd} - \frac{L_m}{L_s} \Psi_s \\ S_2 = C_{em\_réf} + p \frac{L_m}{L_s} \Psi_s i_{rq} \end{cases} \quad (4.32)$$

La dérivée première de l'expression (4.32), donne :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{\psi}_{r\_réf} - \sigma L_r \dot{i}_{rd} \\ \dot{S}_2 = \dot{C}_{em\_réf} + p \frac{L_m}{L_s} \Psi_s \dot{i}_{rq} \end{cases} \quad (4.33)$$

En remplaçant dans l'équation (4.33), les dérivés des courants rotoriques obtenues à partir de l'expression (3.7), on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{\psi}_{r\_réf} - [v_{rd} - R_r i_{rd} + g \omega_s \sigma L_r i_{rq}] \\ \dot{S}_2 = \dot{C}_{em\_réf} + p \frac{L_m \Psi_s}{\sigma L_s L_r} \left[ v_{rq} - R_r i_{rq} - g \omega_s \sigma L_r i_{rd} - g \frac{L_m}{L_s} V_s \right] \end{cases} \quad (4.34)$$

En posant  $F_1, F_2, G_1$  et  $G_2$  telles que :

$$\begin{cases} F_1 = 1 \\ G_1 = [R_r i_{rd} - g \omega_s \sigma L_r i_{rq}] + \dot{\psi}_{r\_réf} \\ F_2 = p \frac{L_m \Psi_s}{\sigma L_s L_r} \\ G_2 = p \frac{L_m \Psi_s}{\sigma L_s L_r} \left[ -R_r i_{rq} - g \omega_s \sigma L_r i_{rd} - g \frac{L_m}{L_s} V_s \right] + \dot{C}_{em\_réf} \end{cases} \quad (4.35)$$

En tenant compte de l'expression (4.35), l'équation (4.34) devient :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -F_1 v_{rd} + G_1 \\ \dot{S}_2 = F_2 v_{rq} + G_2 \end{cases} \quad (4.36)$$

La deuxième dérivée de (4.36), donne :

$$\begin{cases} \ddot{S}_1 = -F_1 \dot{v}_{rd} + \dot{G}_1 \\ \ddot{S}_2 = F_2 \dot{v}_{rq} + \dot{G}_2 \end{cases} \quad (4.37)$$

En se basant sur l'algorithme de *super-twisting* introduit par Levant dans [LEV07], on propose la commande suivante [BOU16b]:

$$\begin{cases} v_{dr} = \alpha_1 \int \text{sign}(S_1) dt + \beta_1 |S_1|^{0.5} \text{sign}(S_1) \\ v_{qr} = \alpha_2 \int \text{sign}(S_2) dt + \beta_2 |S_2|^{0.5} \text{sign}(S_2) \end{cases} \quad (4.38)$$

Afin d'assurer la convergence vers zéro des surfaces de glissement dans un temps fini, les gains  $\alpha_1, \beta_1, \alpha_2$  et  $\beta_2$  de la commande proposée peuvent être choisis comme suit [BEL10]:

$$\begin{cases} \alpha_i > \frac{\mu_i}{\Gamma_m} \\ \beta_i^2 \geq \frac{4\mu_i \Gamma_m (\alpha_i + \mu_i)}{\Gamma_m^3 (\alpha_i - \mu_i)} \quad ; \quad i = 1, 2 \\ \mu_i > |\dot{G}_i| \\ 0 < \Gamma_m \leq F_i \leq \Gamma_M \end{cases} \quad (4.39)$$

Avec les constantes  $\Gamma_m$  et  $\Gamma_M$  qui satisfont les inégalités de (4.39).

## 4.5 Résultat de simulation

Les stratégies de commande DTC-C, DTC-PI et DTC-SOSMC appliquées à la MADA ont été validées par simulation numérique en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK. Comme le modèle mathématique de la MADA et de sa commande est non linéaire, nous avons choisi pour le résoudre la méthode explicite de Runge-Kutta d'ordre 4 dont le pas d'échantillonnage est égal à  $10^{-5}$ . Les paramètres de la génératrice utilisée pour la simulation sont donnés dans l'annexe C (Tableau C.3).

Dans cet essai, un vent de vitesse fixe de 10.3 m/s est appliqué sur les pales de la turbine éolienne ce qui correspond à une vitesse mécanique de 150 rad/s en mode hypo-synchrone.

Ce test consiste à imposer un couple électromagnétique de référence sous forme échelon (figure 4.13) tandis que le flux rotorique de référence est obtenu à partir du bloc du défluxage. Ce qui nous permet de vérifier le découplage entre le couple et le flux rotorique de la MADA. La MADA utilisée dans ce test fonctionne en régime saturé. A la figure 4.14 nous avons représenté les évolutions temporelles des facteurs de saturation  $K_{sm}$ ,  $K_{s\sigma s}$  et  $K_{s\sigma r}$  indiquant le degré de saturation de la machine. La tension nominale du bus continu est maintenue à 620V.

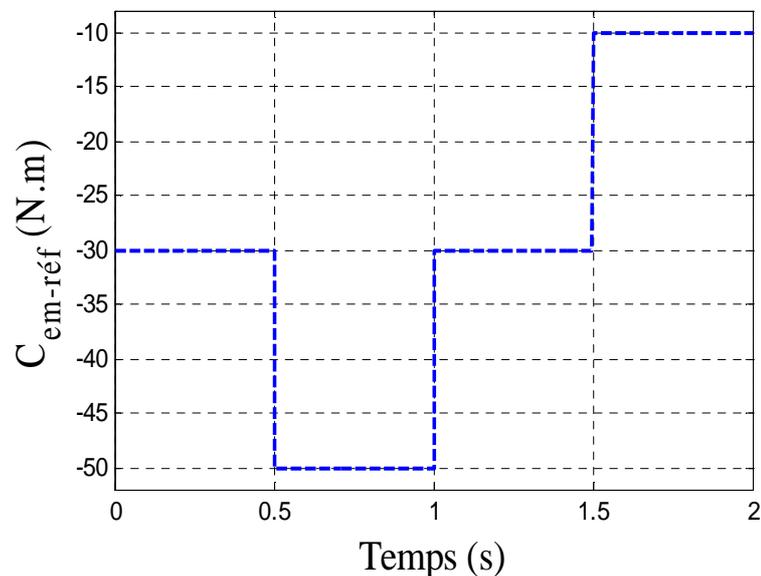


Figure 4.13 : Couple électromagnétique de référence.

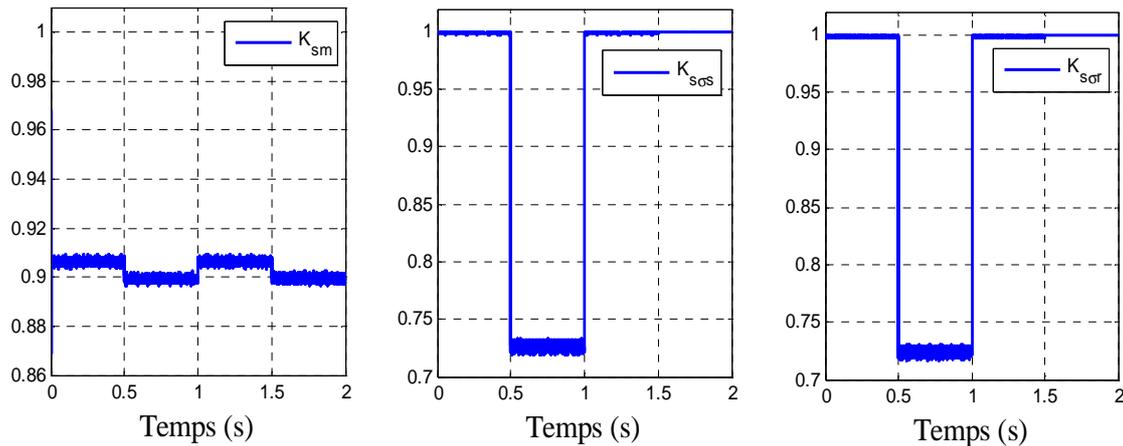


Figure 4.14 : Evolutions temporelles des facteurs de saturation d'une MADA commandée par DTC.

#### 4.5.1 Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation

Les figures 4.15 à 4.21 représentent les résultats de simulation obtenus relatifs à ce test. Nous avons fait des comparaisons entre les deux régimes de saturation en représentant sur les mêmes figures ces résultats.

D'après les figures 4.15, 4.16 et 4.17 on peut remarquer que les consignes du couple électromagnétique et du flux rotorique sont bien suivies par la génératrice pour les trois stratégies de commandes. Cependant, nous confirmons l'inconvénient de la DTC-C par la présence des oscillations du couple et du flux dues au nombre de commutations élevé. Ce qui augmente les pertes par commutation des interrupteurs et diminue la durée de vie de la machine. D'autre part, on observe un effet de couplage entre le couple et le flux pour la DTC-PI tandis que pour la DTC-SOSMC est complètement éliminé. En tenant compte de l'effet de saturation, les trois stratégies semblent moins sensibles à des degrés différents. Néanmoins la DTC-SOSMC apparaît beaucoup moins sensible à cet effet par rapport aux autres commandes. Cela est très visible sur la figure 4.18 des écarts de puissances observées par rapport aux grandeurs de consignes. Nous observons que le modèle saturé représente plus fidèlement le comportement de la machine que le modèle non saturé par le fait que la saturation cause une baisse des inductances pour les valeurs importantes des courants.

Pour les trois stratégies, les évolutions du courant statorique et du courant rotorique ont des formes sinusoïdales, ce qui signifie une bonne qualité d'énergie échangée avec le réseau. L'effet de la saturation sur ces courants n'est pas important (Figures 4.19, 4.20 et 4.21).

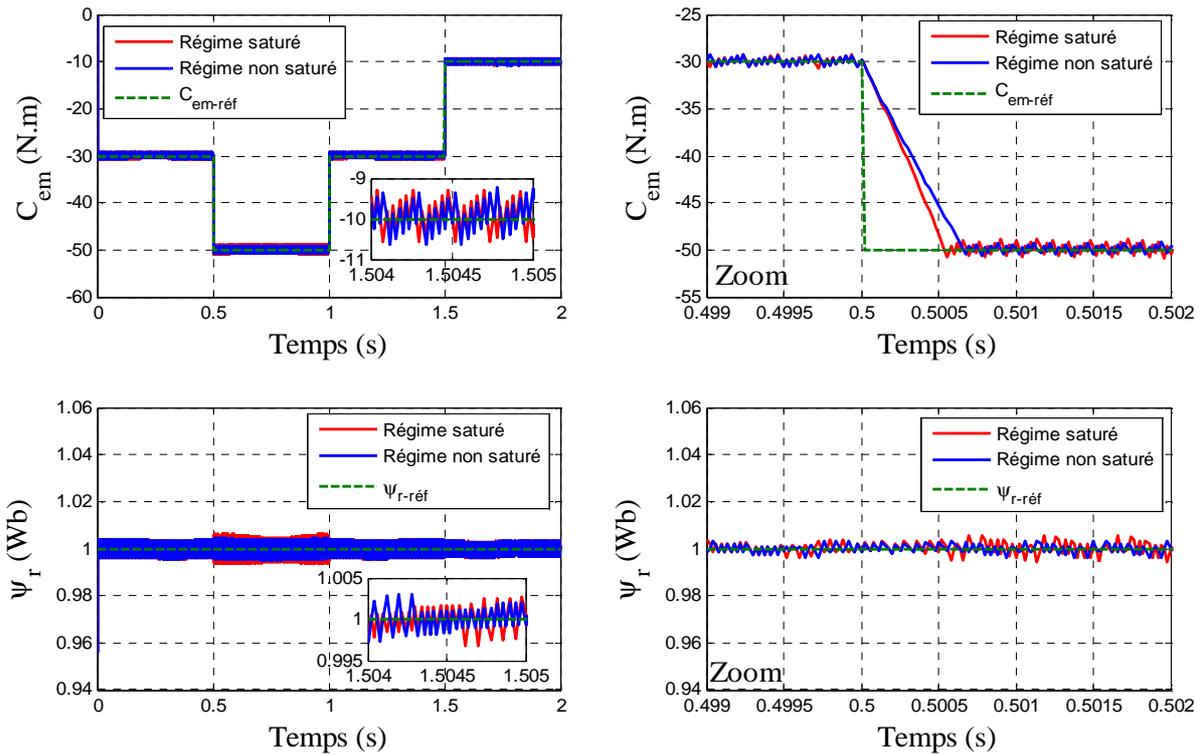


Figure 4.15 : Test de suivi de consignes et sensibilité à l'effet de saturation : Couple et flux de la MADA obtenus par la DTC- C.

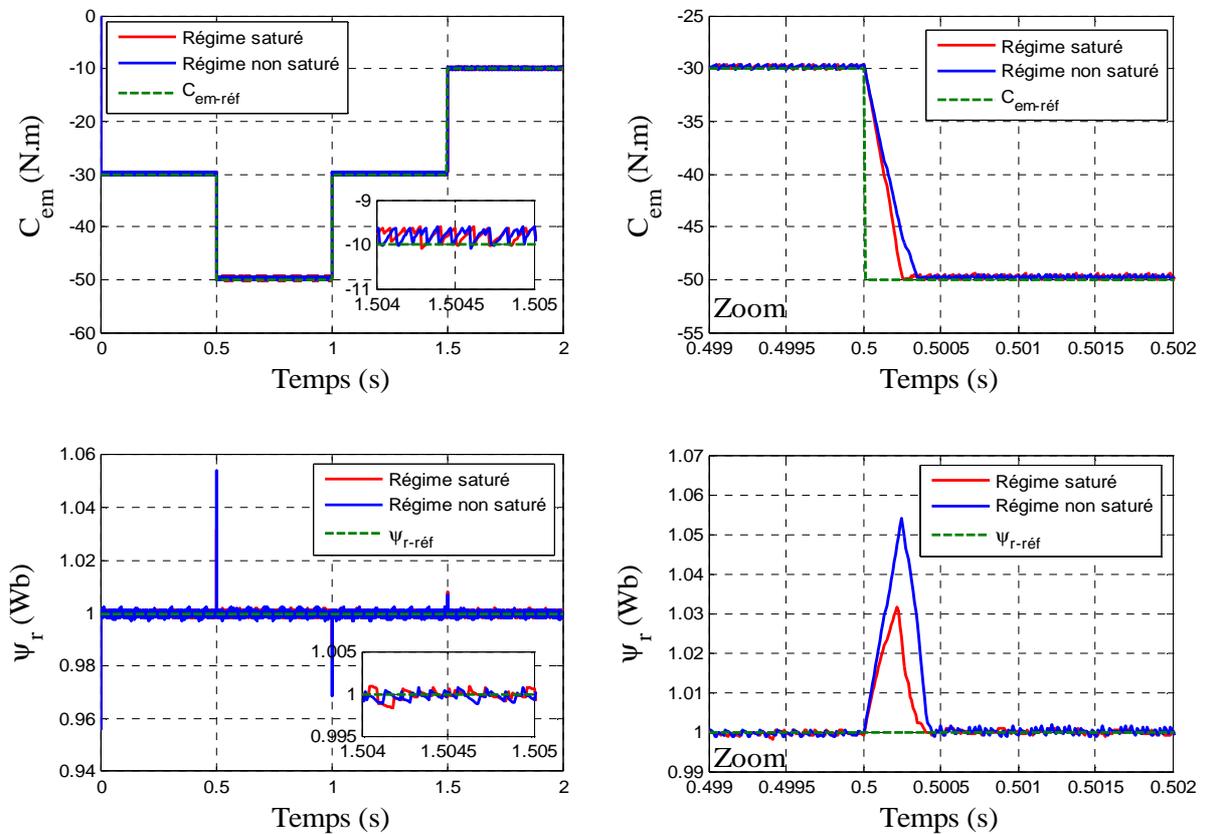


Figure 4.16 : Test de suivi de consignes et sensibilité à l'effet de saturation : Couple et flux de la MADA obtenus par la DTC- PI.

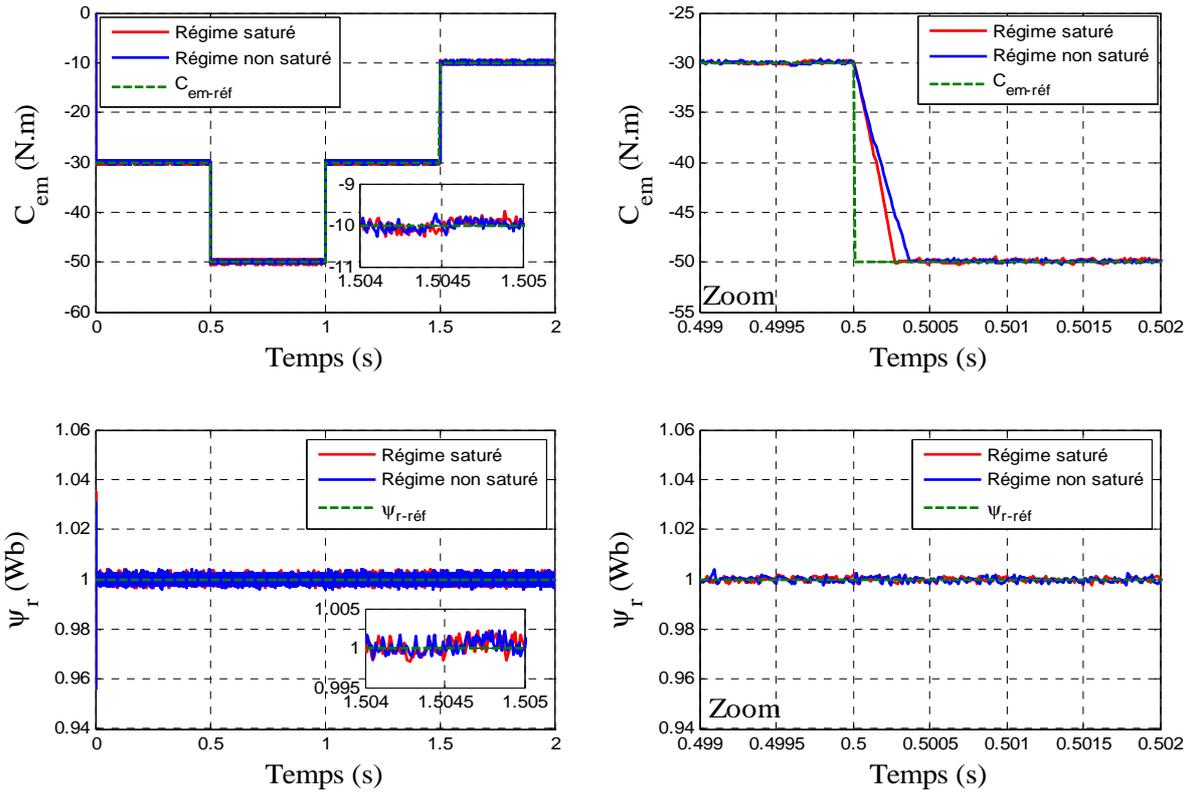


Figure 4.17 : Test de suivi de consigne et sensibilité à l'effet de saturation : Couple et flux de la MADA obtenus par la DTC- SOSMC.

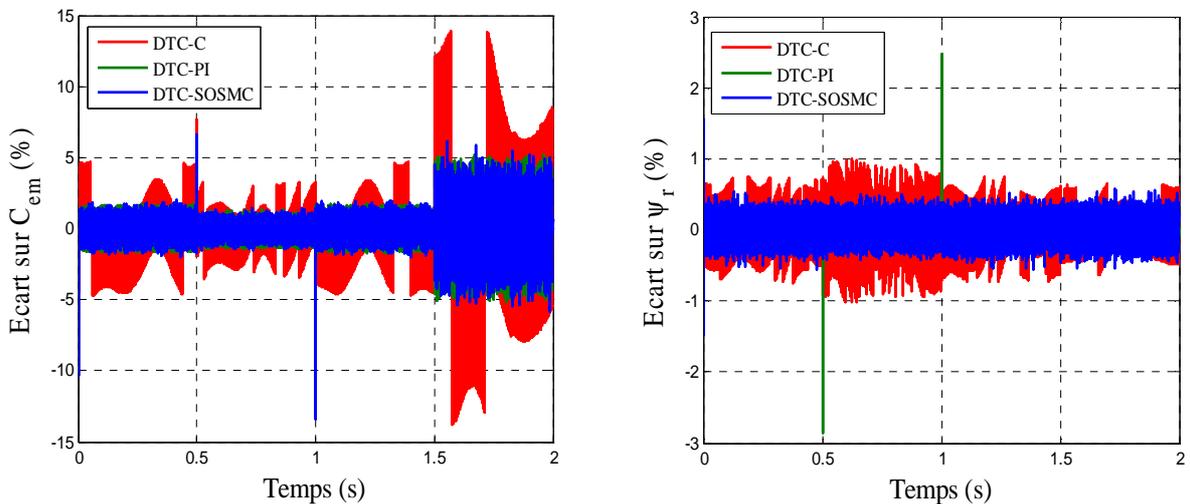


Figure 4.18: Comparaison des écarts de puissances observés par rapport aux grandeurs de consignes entre les deux régimes de saturation pour les trois méthodes (DTC-C, DTC-PI, DTC-SOSMC).

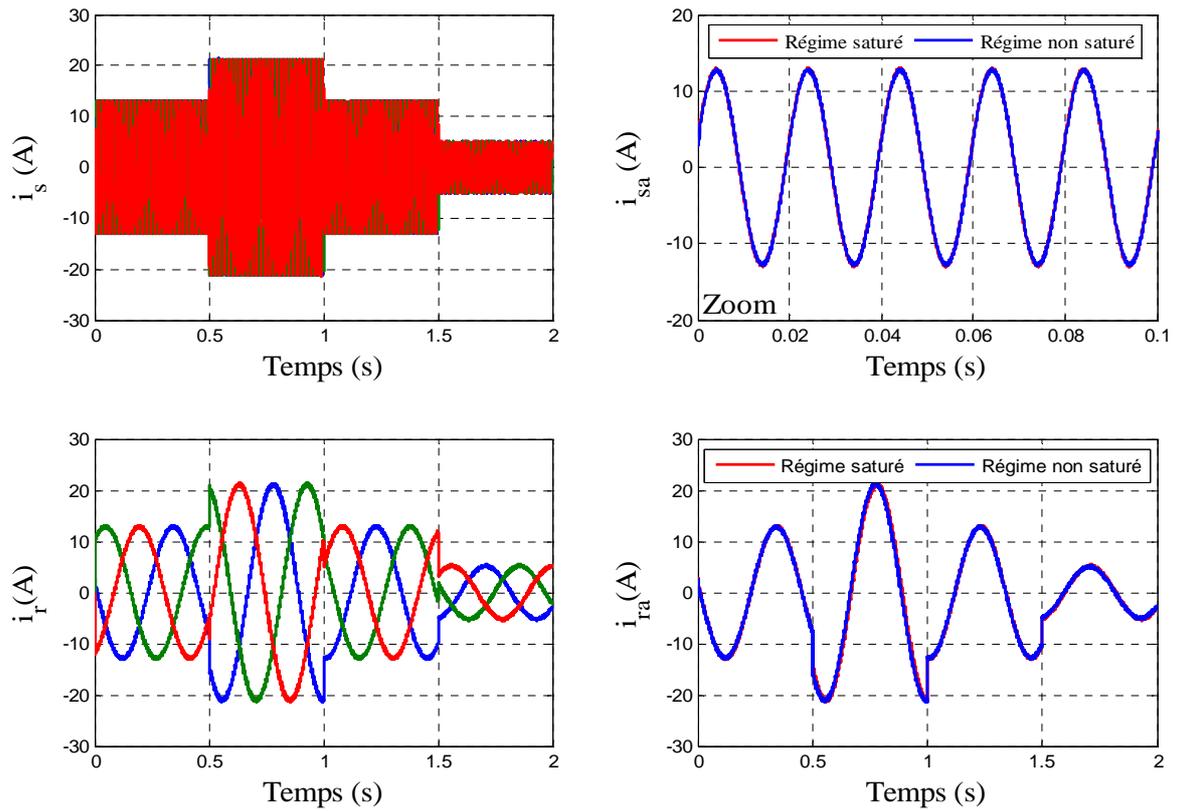


Figure 4.19 : Effet de saturation sur les courants de la MADA commandée par la DTC- C.

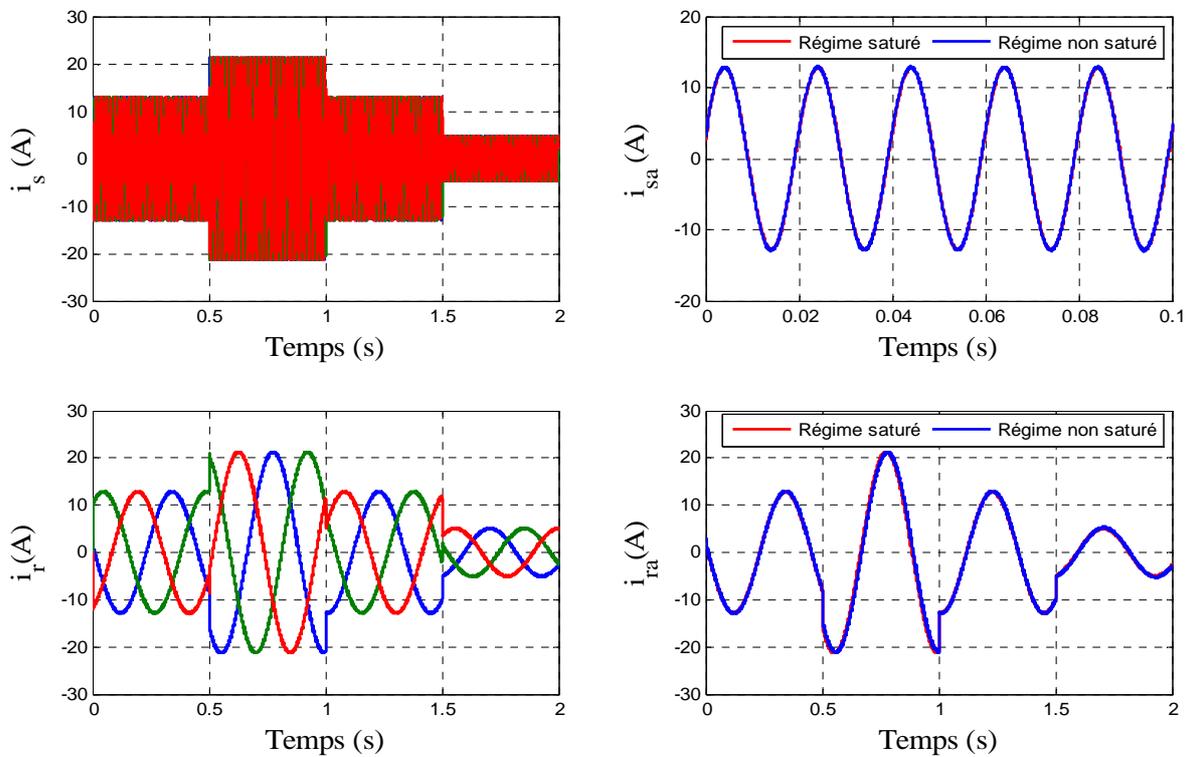


Figure 4.20 : Effet de saturation sur les courants de la MADA commandée par la DTC- PI.

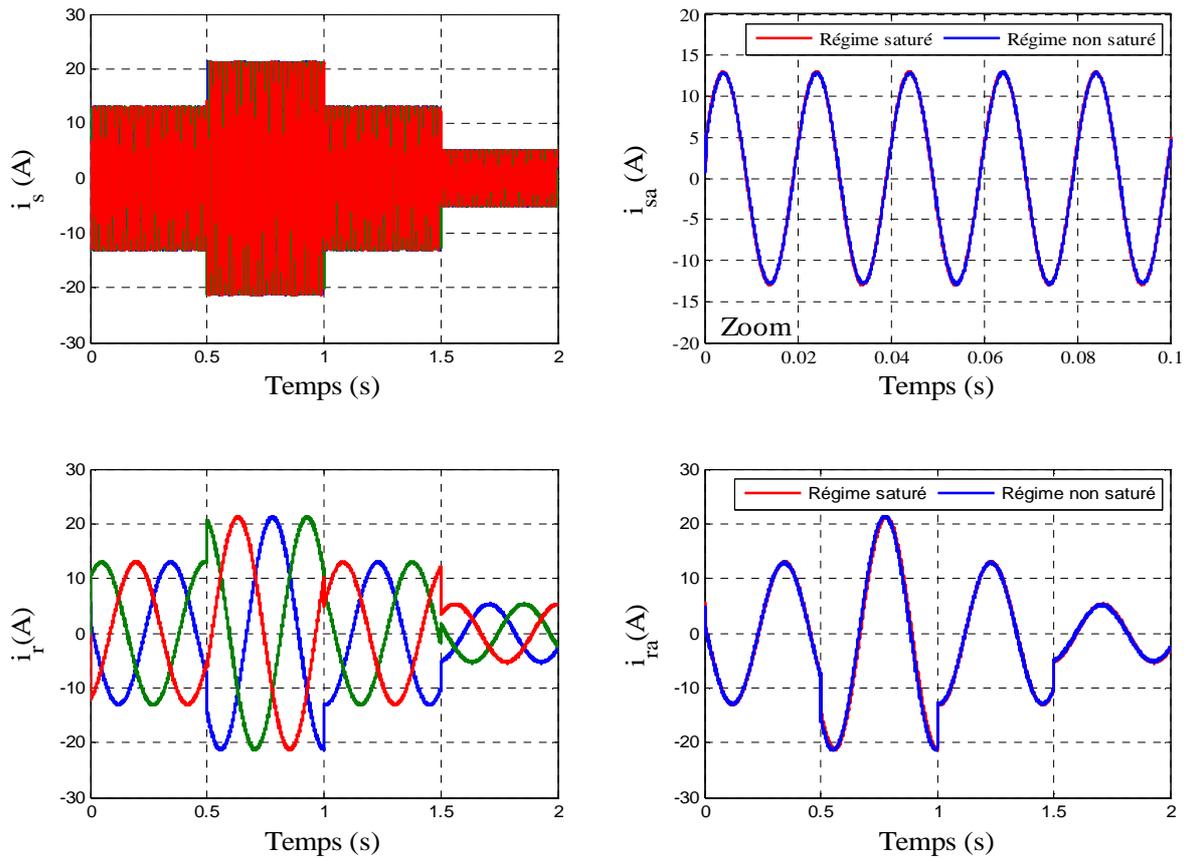


Figure 4.21 : Effet de saturation sur les courants de la MADA commandée par DTC- SOSMC.

#### 4.5.2 Test de robustesse

Dans le but de tester la robustesse des trois stratégies de commande DTC-C, DTC-PI et DTC-SOSMC appliquée à la MADA, nous avons étudié l'influence de la variation en même temps de 100% des résistances (statorique et rotorique) sur les performances de la régulation. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur les figures (4.22), (4.23) et (4.24). D'après ces figures, on peut remarquer que les consignes de puissances sont toujours suivies par la génératrice pour les trois commandes avec un découplage presque parfait réalisé par la DTC-SOSMC.

Une comparaison des écarts du couple et du flux rotorique observés par rapport aux grandeurs de consignes pour les trois commandes (voir Figure 4.25) a permis de constater que le contrôleur DTC-SOSMC est beaucoup plus robuste vis-à-vis les variations paramétriques comparativement aux autre méthodes.

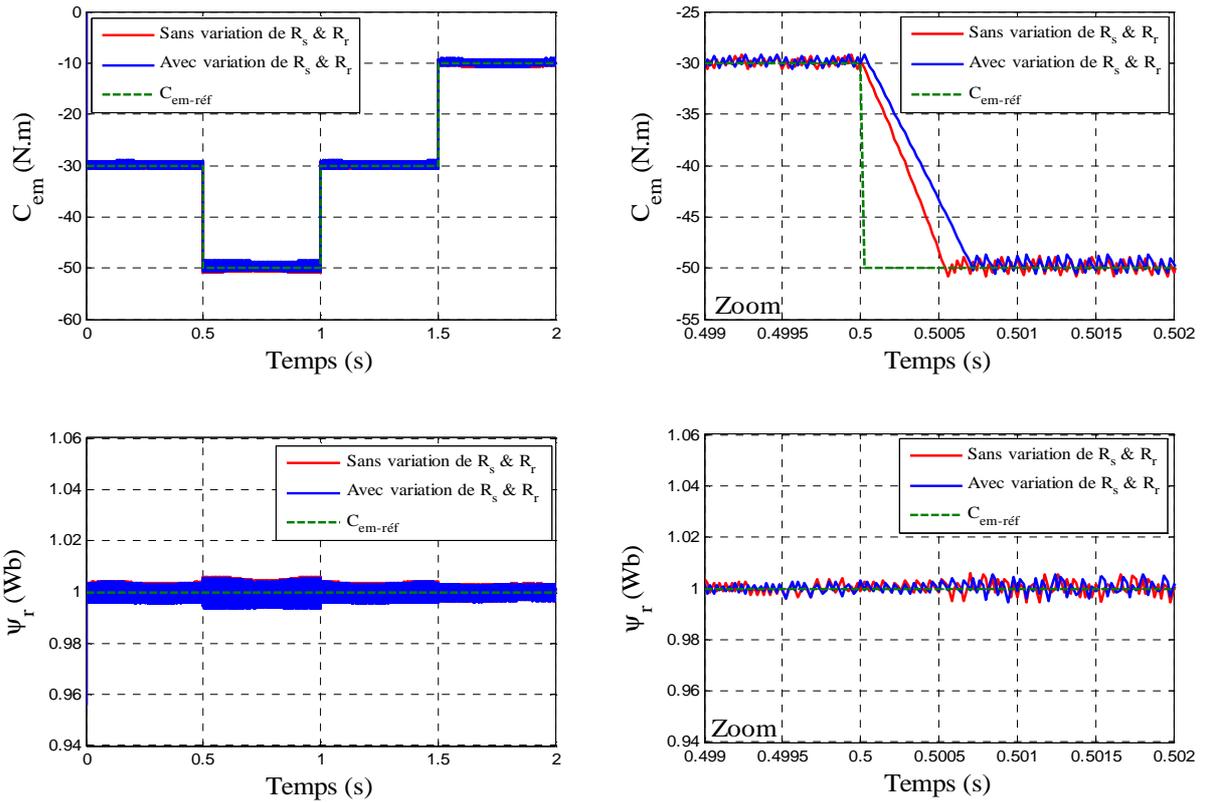


Figure 4.22 : Test de robustesse de la commande DTC- C de la MADA lors d'une variation de 100% des résistances (statorique et rotorique).

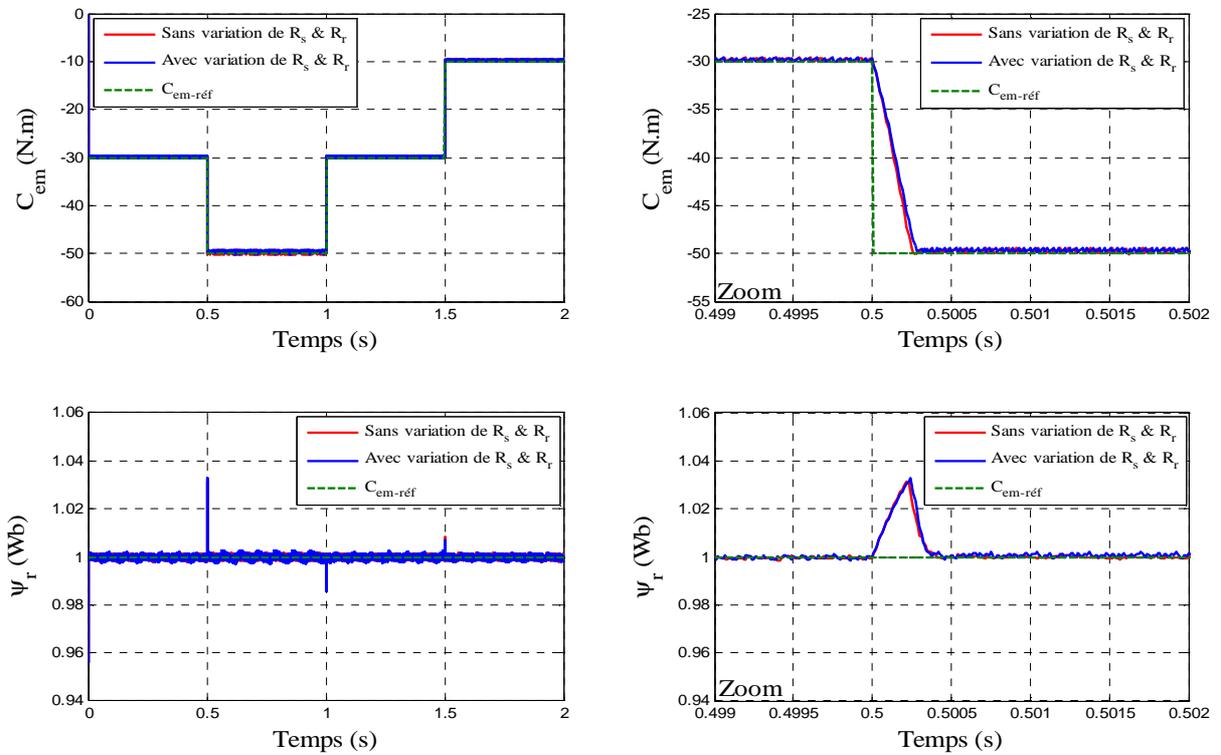


Figure 4.23 : Test de robustesse de la commande DTC- PI de la MADA lors d'une variation de 100% des résistances (statorique et rotorique).

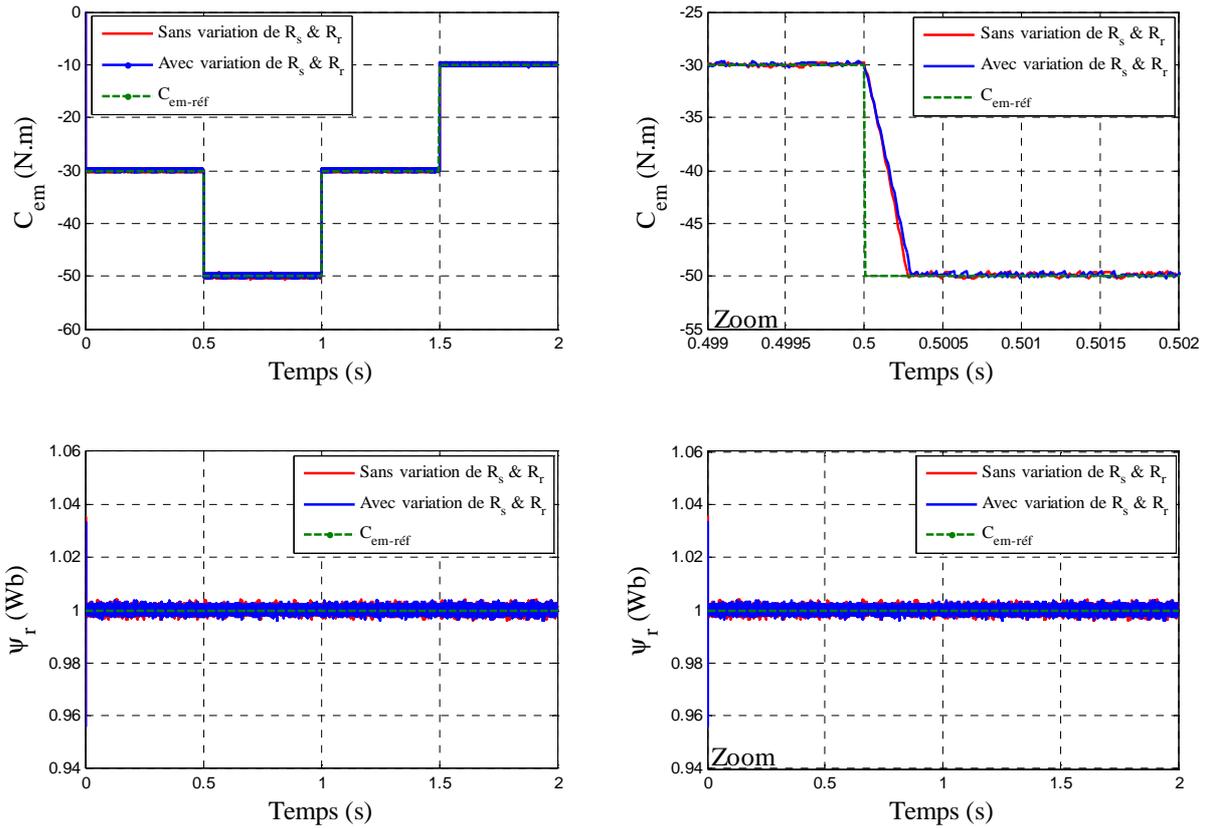


Figure 4.24 : Test de robustesse de la commande DTC- SOSMC de la MADA lors d'une variation de 100% des résistances (statorique et rotorique).

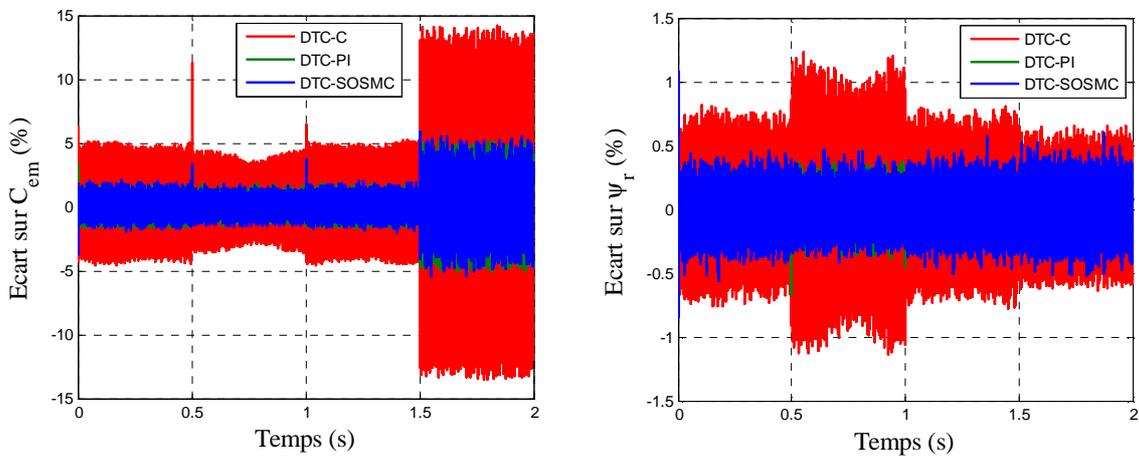


Figure 4.25 : Test de robustesse : Comparaison des écarts sur le couple et le flux rotorique des trois méthodes de commande (DTC-C, DTC-PI et DTC-SOSMC) appliquées à la MADA.

## 4.6 Essai avec le système de conversion complet

Cet essai consiste à placer la MADA dans des conditions de fonctionnement les plus proches possible d'un système éolien réel. Le schéma synoptique global de la simulation réalisée est présenté sur la Figure 4.26.

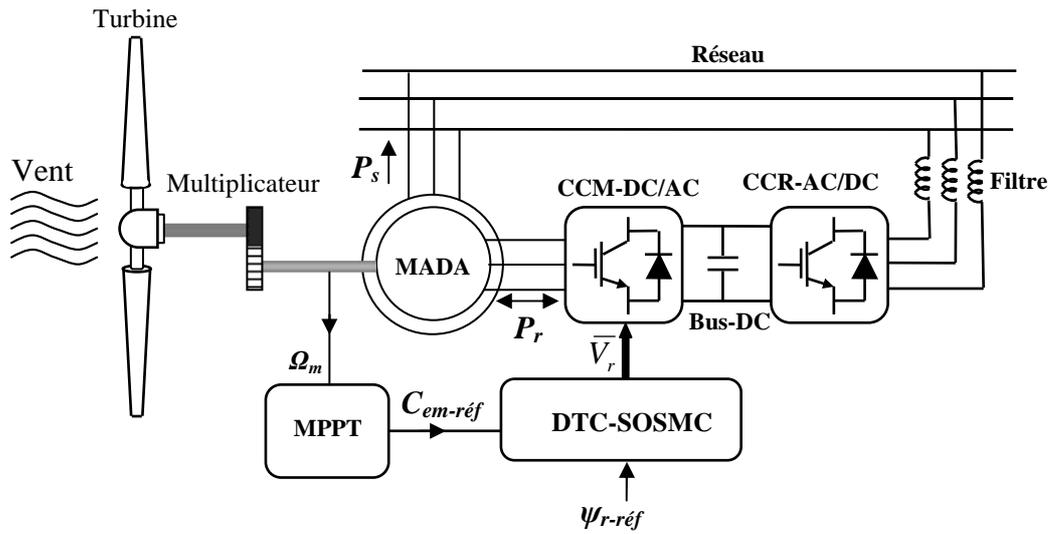


Figure 4.26 : Structure de la DTC-SOSMC appliquée à un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une MADA.

La simulation a été effectuée en utilisant le même profil du vent utilisé dans le chapitre 1 (Figure 1.19). Dans ces conditions, La MADA fonctionne en régime saturé avec des évolutions temporelles indiquant son degré de saturation comme le montre la figure 4.27.

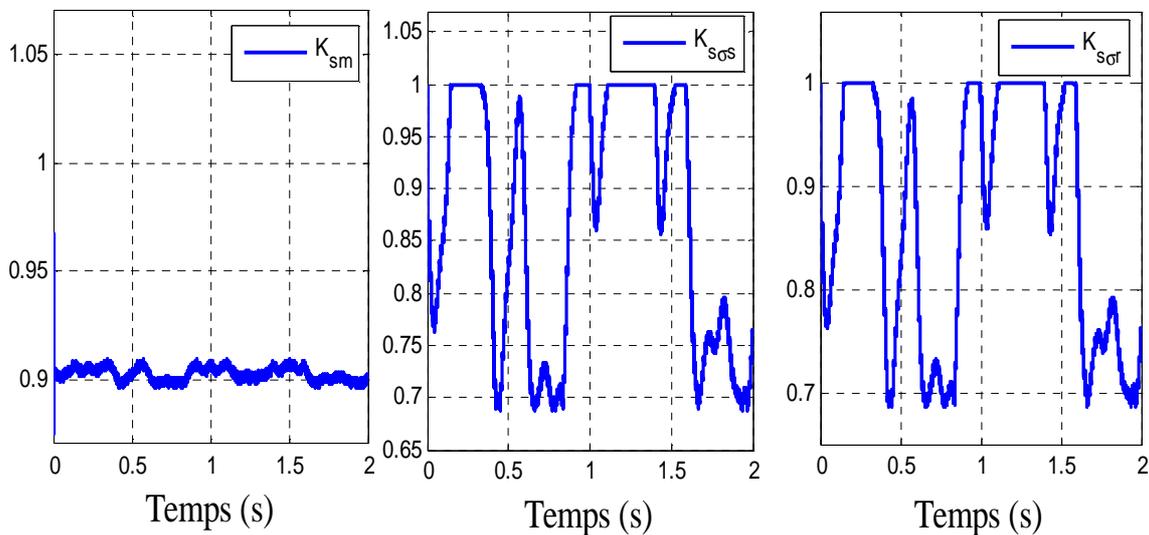


Figure 4.27 : Evolutions temporelles des facteurs de saturation de la MADA commandée par DTC-SOSMC et intégrée dans un système de conversion éolien.

Sur la figure 4.28 on a montrés les résultats relatifs à ce test. Nous observons l'efficacité de la commande directe du couple basé sur les régulateurs à mode glissant d'ordre deux dans le réglage du couple électromagnétique et du flux rotorique. Le couple et le flux rotorique

suivent bien leurs consignes avec de grandes performances dynamiques et statiques. Ainsi, les allures des courants statorique et rotorique présentent des formes sinusoïdales et varient en fonction de la vitesse du vent. En outre, l'allure du courant rotorique montre une transition du régime hypo synchrone au régime hyper synchrone. La MADA permet une transition douce pendant le changement de ce régime.

Les résultats de simulation montrant la faisabilité et les performances de la configuration de la commande DTC-SOSMC proposée.

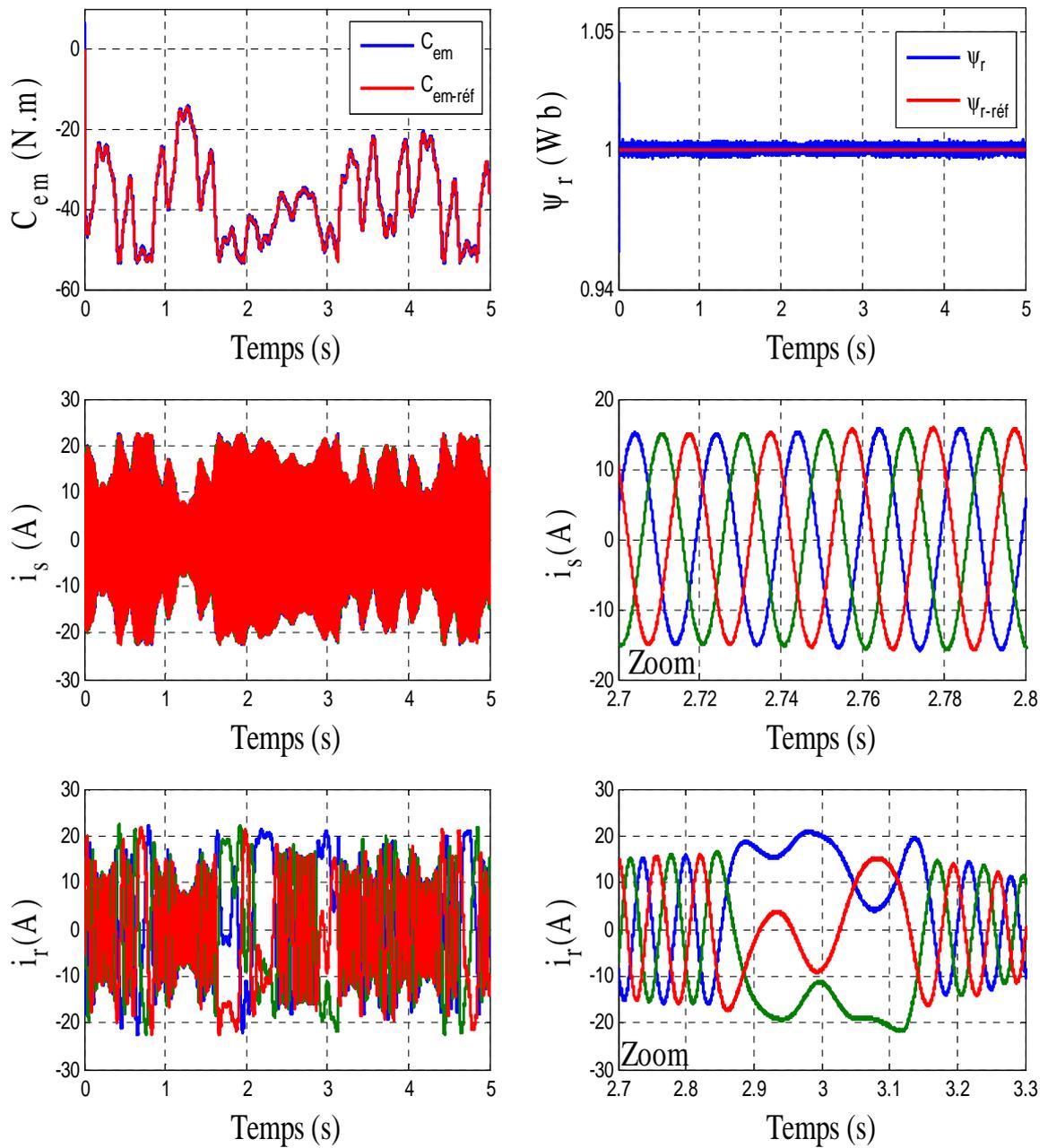


Figure 4.28 : DTC-SOSMC appliquée au système de conversion éolienne complet.

#### **4.7 DTC-SOSMC associée à une unité de stockage d'une MADA**

Le stockage d'énergie permet d'obtenir un service réseau appréciable. Dans cette partie, nous intéressons à un mode de stockage qui peut être associés à une éolienne. Le but est de stocker l'énergie électrique dans les périodes de fort vent pour pouvoir la restituer dans les périodes de vent plus faible et de lisser au maximum la puissance produite par le système de conversion d'énergie éolienne complet.

L'utilisation d'un système de stockage améliore de manière significative les capacités d'intégrations des éoliennes dans le réseau. Un système permettant d'emmagasiner une grande quantité d'énergie tout en ayant une dynamique de réponse rapide qui permettrait de lisser toutes les variations instantanées de puissance et ainsi d'améliorer la qualité de l'énergie produite par les éoliennes.

Le stockage se fait le plus souvent sous une forme globale est donc très variable en fonction des procédés choisis. Il apparut donc deux types de stockage à envisager : d'une part le stockage à court terme permettant de faire face aux bourrasques de vent et aux turbulences, et d'autre part le stockage de longue durée qui permet de restituer l'énergie lorsqu'il n'y a plus de vent [BOY06], [BEL10], [DJE15]

##### **4.7.1 Stockage à court terme**

Les systèmes de stockage à court terme permettent de transférer rapidement des puissances élevées sur des durées pouvant aller de la seconde à une dizaine de minutes. On trouve principalement des systèmes à stockage inertiel mais le développement récent de nouveau composant tel que les super-capacités permet d'envisager des solutions de stockages électrochimiques. Les systèmes inertiels sont eux aussi en grandes évolution avec l'utilisation des machines rapides. Effectivement, le stockage qui s'effectuait classiquement dans de très lourds volants d'inertie tournant à 3000 tr/min accouplés à des machines classiques, s'effectue désormais à très grande vitesse avec des machines complexes comportant plusieurs rotors concentriques à des vitesses différentes [LEC04]. L'alimentation se fait par l'électronique de puissance permettant d'obtenir de plus grandes puissances et de stocker encore plus d'énergie. Il est désormais possible de stocker et restituer une puissance de plusieurs dizaines de kW pendant plus de dix minutes. Ces systèmes permettent donc de lisser la puissance fluctuante du vent. Les rendements de ces systèmes peuvent atteindre 92% [BEL10]. Les super-capacités ont-elles aussi un grand intérêt pour le lissage des fluctuations de puissance de par leur dynamique plus rapide que celle des batteries. Leur capacité augmente et l'on trouve

désormais des super-capacités de 1800F utilisées en association avec un convertisseur AC/DC permettant l'échange avec le réseau [DJE15].

#### 4.7.2 Stockage à long terme

Pour ce qui est des systèmes de stockage à long terme, les systèmes à air comprimé utilisent différents procédés afin de stocker et restituer l'énergie en utilisant ou non l'énergie d'échauffement que la compression procure. De plus, un compresseur est utilisé pour le stockage est une turbine associée à une génératrice pour le déstockage [BOY06]. Les systèmes utilisant un électrolyseur pour le stockage d'énergie sous forme d'hydrogène et la restitution d'énergie à l'aide d'une pile à combustible sont aussi à l'étude.

Cependant, les systèmes à air comprimé et à l'électrolyse, ils sont encore en développement et le rendement global pour la restitution est relativement faible. Par contre, ils permettent d'obtenir des capacités importantes à moindre frais car le stockage se fait dans des réservoirs qui peuvent être dimensionnés en fonction de l'énergie que l'on veut stocker. Il existe donc plusieurs solutions pour le stockage. Elles peuvent être associées afin d'obtenir une unité permettant simultanément de lisser les fluctuations de puissance (court terme), et d'atténuer les effets des périodes de faible ou forte production (long terme). En tous cas, il ne faut pas écarter un système de stockage associé à l'éolienne à cause de son faible rendement global car les pertes dans les systèmes de conversion peuvent globalement ne pas être si pénalisantes si cela nous permet de maintenir constante la production en permanence [MIR05].

Les batteries ont évoluées durant cette dernière décennie et offrent désormais des capacités volumiques et massiques très importantes notamment avec les dernières générations du type lithium polymère [DEL10]. Nous voyons que tous ces dispositifs peuvent être assez facilement connectés aux éoliennes au niveau du bus continu comme le montre la figure 4.29.

#### 4.7.3 Modélisation de l'unité de stockage

Les unités de stockage possèdent trois paramètres importants pour leur exploitation : la valeur de l'énergie et de la puissance qu'elles sont capables de fournir ou emmagasiner ainsi que leur temps de réponse [BEL10]. On modélise ainsi ces dispositifs comme des sources de tension continue contrôlées en puissance avec des limites sur l'énergie stockée.

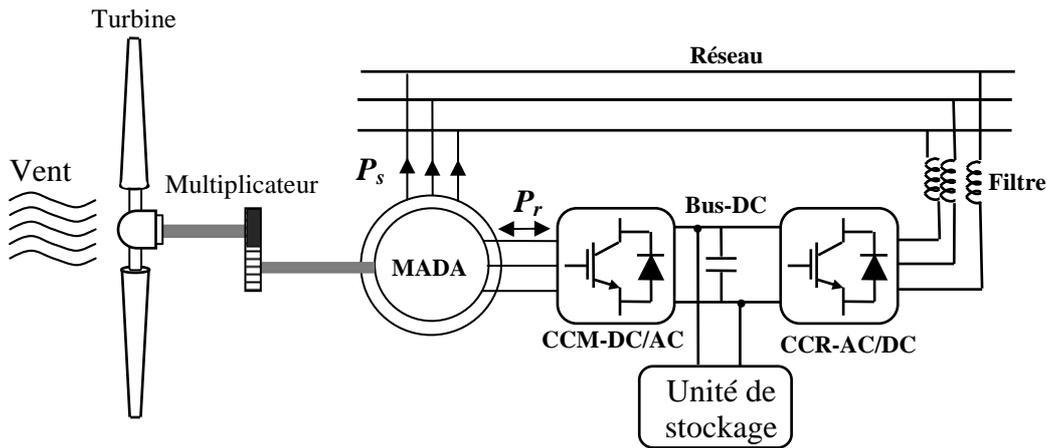


Figure 4.29 : Système de conversion éolienne avec l'unité de stockage.

Le choix de la taille de l'éolienne est fonction de la production que l'on veut avoir. Dans cette thèse nous choisissons une éolienne de 7.5 KW de puissance, dont le but est de pouvoir fournir une puissance de l'ordre de 3.75 KW au réseau électrique (puissance maximale demandée). Cette puissance nous permet de dimensionner l'unité de stockage nécessaire. En outre, il est clair que pour fournir une puissance de 3750W au réseau, il nous faudra certainement, dans le pire des cas, produire jusqu'à 7.5 KW (qui est la puissance nominale de la génératrice étudiée) afin de recharger l'unité de stockage lorsque le vent sera fort (3.75 KW pour le réseau et 3.75 KW pour le rechargement de l'unité de stockage, soit 7.5KW). Donc pour pouvoir fournir au réseau une puissance maximale égale à 3.75 KW, l'unité de stockage devra être au minimum dimensionnée pour cette puissance (3.75 KW) afin de maintenir la production durant les périodes de faible vent [BEL10].

La puissance à stocker est la différence entre la puissance extraite du vent et la puissance fournie au réseau :

$$P_{stockée} = P_{éol} - P_{réseau} \quad (4.40)$$

Ou tout simplement :

$$P_{stockée} = P_{éol} - 3750 \quad (4.41)$$

$P_{éol}$  est la puissance optimale extractible de la turbine éolienne commandée par MPPT.

En principe, le dimensionnement de la MADA doit être en kVA, pour tenir compte aussi de la puissance réactive. Effectivement, en fonction de ce que l'on veut fournir comme puissance réactive au réseau, la puissance de la MADA sera différente. Nous fixerons la consigne de la puissance réactive à zéro afin de garder un facteur de puissance unitaire.

#### 4.7.4 Contrôle de l'unité de stockage

A cause de la variation de la vitesse du vent, la puissance fournie au réseau par un aérogénérateur est toujours variable. D'autre part, c'est le consommateur ou le réseau qui doit recevoir une puissance lissée.

La figure 4.30 montre le principe du contrôle d'une unité de stockage associé à un générateur éolien. Connaissant la puissance générée par le générateur éolien  $P_{s\_réf}$  et la puissance ( $P_{réseau\_réf}$ ) qu'il faut délivrer au réseau, la puissance de référence pour le contrôle de l'unité de stockage  $P_{stockée\_réf}$  peut être déterminée comme suit [BOY06] :

$$P_{stockée\_réf} = P_{s\_réf} - P_{réseau\_réf} \quad (4.42)$$

Si la puissance stockée de référence est positive, c'est qu'il y a un excédent d'énergie qui doit être stockée. Si la puissance de référence est négative, on a un déficit d'énergie qui doit être couvert par l'énergie stockée [CIM05], [GH08].

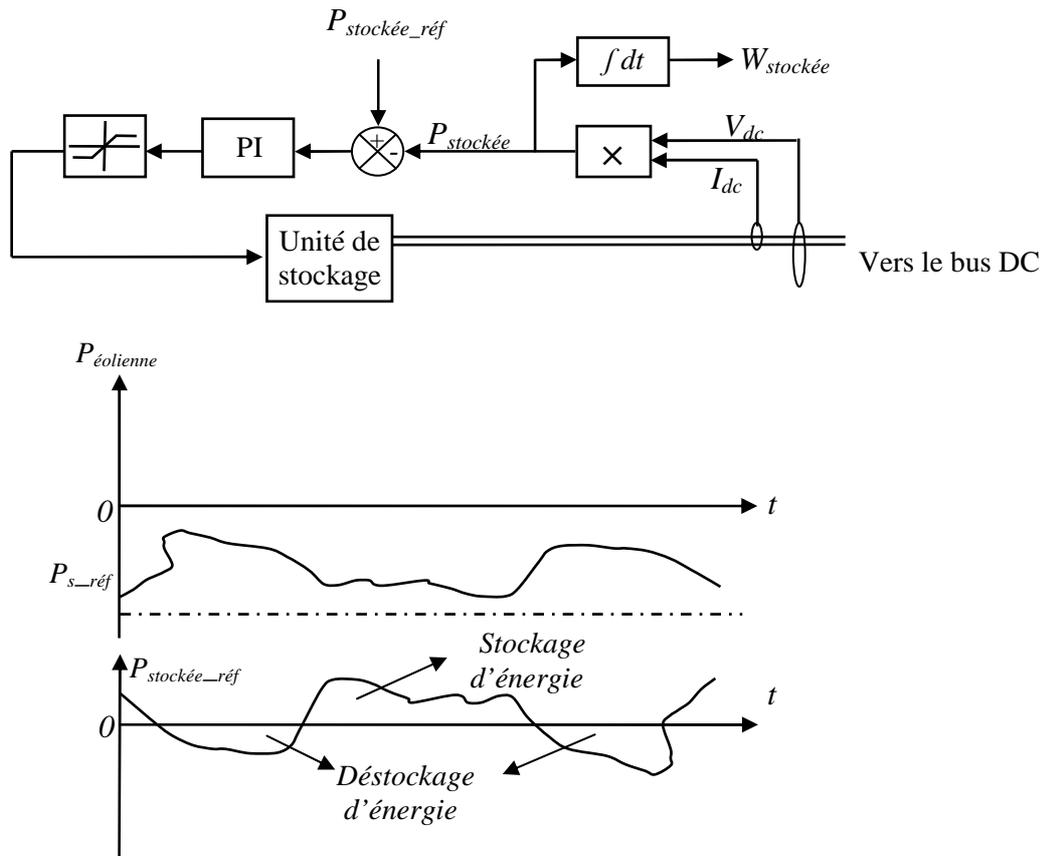


Figure 4.30 : Principe du contrôle d'unité de stockage associée au générateur éolien

### 4.7.5 Résultats de simulation

Les simulations du système complet (Turbine+MADA+Unité de stockage) ont été réalisées en utilisant la stratégie MPPT basée sur un régulateur par mode glissant d'ordre deux pour le control de la turbine, un contrôle direct du couple combiné avec des régulateurs à mode glissant d'ordre deux (DTC-SOSMC) appliquée au convertisseur coté rotor (CCM) de la MADA en régime saturé et associée à une unité de stockage de longue durée (batterie). Le convertisseur côté réseau (CCR) est contrôlé vectoriellement par PI standard afin d'assurer le réglage de la tension du bus continu. La figure 4.31 représente le schéma global du système de conversion d'énergie éolienne étudié. Ce test a été effectué sur des durées courtes mais suffisantes afin d'atteindre les régimes permanents de toutes les grandeurs du système de conversion d'énergie éolienne. La simulation est réalisée avec le profil du vent adopté dans le chapitre 1 (figure 1.19) et pour une puissance d'éolienne de 7,5 KW (Annexe C). Nous faisons fonctionner l'ensemble du système afin que la puissance fournie au réseau soit au maximum égale à 3.75 KW. Ainsi, la puissance de l'unité de stockage est de 3.75 KW, soit 7.5KW qui est la puissance nominale de l'aérogénérateur.

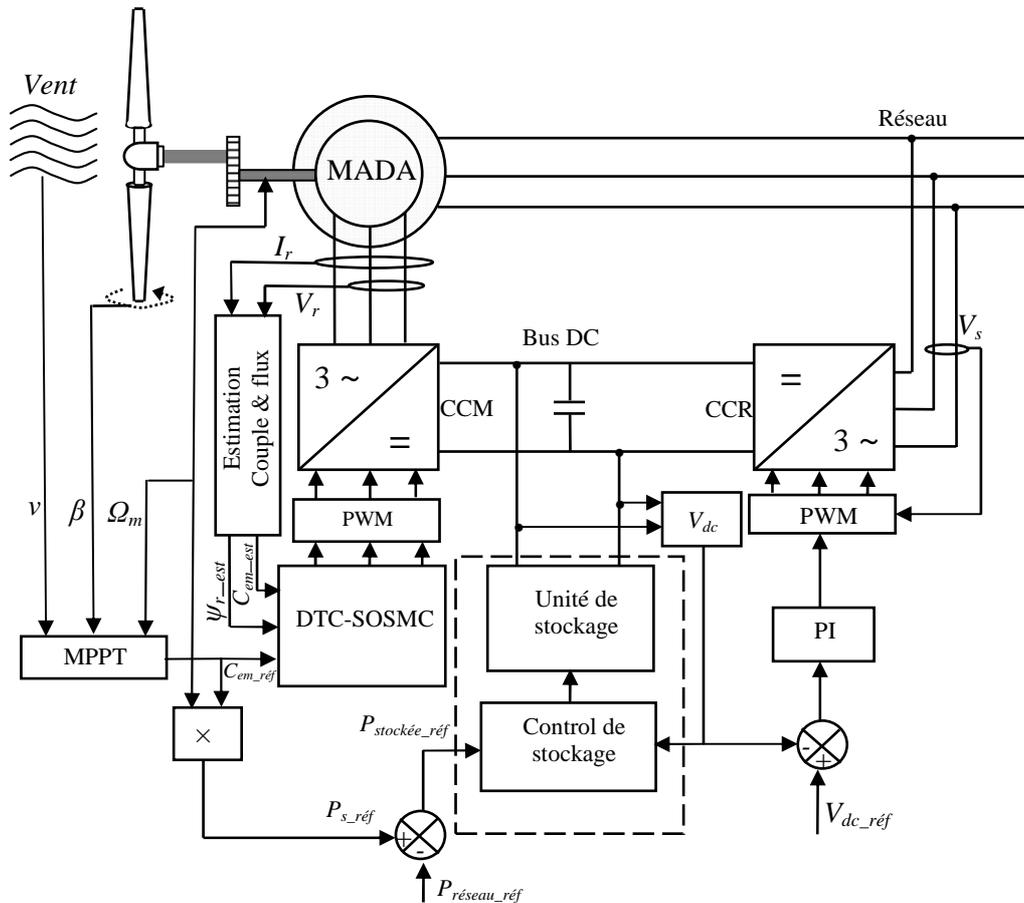


Figure 4.31 : Contrôle d'un système de conversion éolienne avec une unité de stockage.

Sur la figure 4.32 on a montré, respectivement :

- L'évolution de la vitesse du vent, appliqué à l'éolienne, relevé sur une période de 10 secondes; La tension du bus continu ( $V_{dc}$ ), intermédiaire entre les deux convertisseurs statiques, est maintenue constante et suit parfaitement sa référence lors de la variation de la puissance par une régulation de tension qui permet de rattraper les erreurs.
- La puissance active produite par la génératrice asynchrone à double alimentation ( $P_{s\_MADA}$ ). Avec notre convention, cette puissance est négative car la puissance est transmise au réseau. Elle est limitée à 7.5 KW, la puissance nominale de la génératrice.
- La puissance de l'unité de stockage ( $P_{stockée}$ ). Cette puissance peut être positive ou négative en fonction des conditions de vent qui permettent la charge ou la décharge. La puissance est limitée à 3.75 kW.
- L'évolution de l'énergie dans l'unité de stockage ( $W_{stockée}$ ) ; Cette énergie est toujours positive, elle augmente quand le vent est fort et diminue lors des périodes de faible vent. L'énergie stockée ne peut pas être négative en pratique et le choix de la charge initiale de l'unité de stockage est important.
- La puissance active fournie au réseau par l'ensemble du générateur éolien associé à l'unité de stockage ( $P_{réseau}$ ). Elle est maintenue à 3.75 kW.
- La tension imposée par le réseau et le courant injecté au réseau.

On remarque, sur cette figure, que la puissance fournie au réseau est maintenue égale à 3.75 KW, grâce à l'unité de stockage. Effectivement, si l'on regarde les moments où le vent est faible, on s'aperçoit que la puissance produite par la génératrice est inférieure à 3.75 kW. C'est donc l'unité de stockage qui compense ce manque de puissance. La mise en place de cette unité de stockage permet de gérer sa puissance et son énergie pour maintenir constante la puissance fournie au réseau en restituant ou en stockant selon la variation du vent. La puissance active de la génératrice est bien limitée à la puissance nominale de 7.5 KW pour les vents forts. On peut voir que dans ces mêmes périodes, la puissance de l'unité de stockage est limitée à 3.75 kW car la génératrice produit 3.75 kW pour le réseau et 3.75 kW pour recharger l'unité de stockage.

La figure 4.33 montre que la tension est imposée par le réseau et l'amplitude du courant injecté au réseau est imposé par la commande ; on a montré sur quatre périodes que la tension du réseau et le courant de ce dernier sont en opposition de phase pour tous les modes de fonctionnement ceci justifie que l'écoulement de puissance est toujours de l'aérogénérateur vers le réseau (voir figure 4.33 à droite).

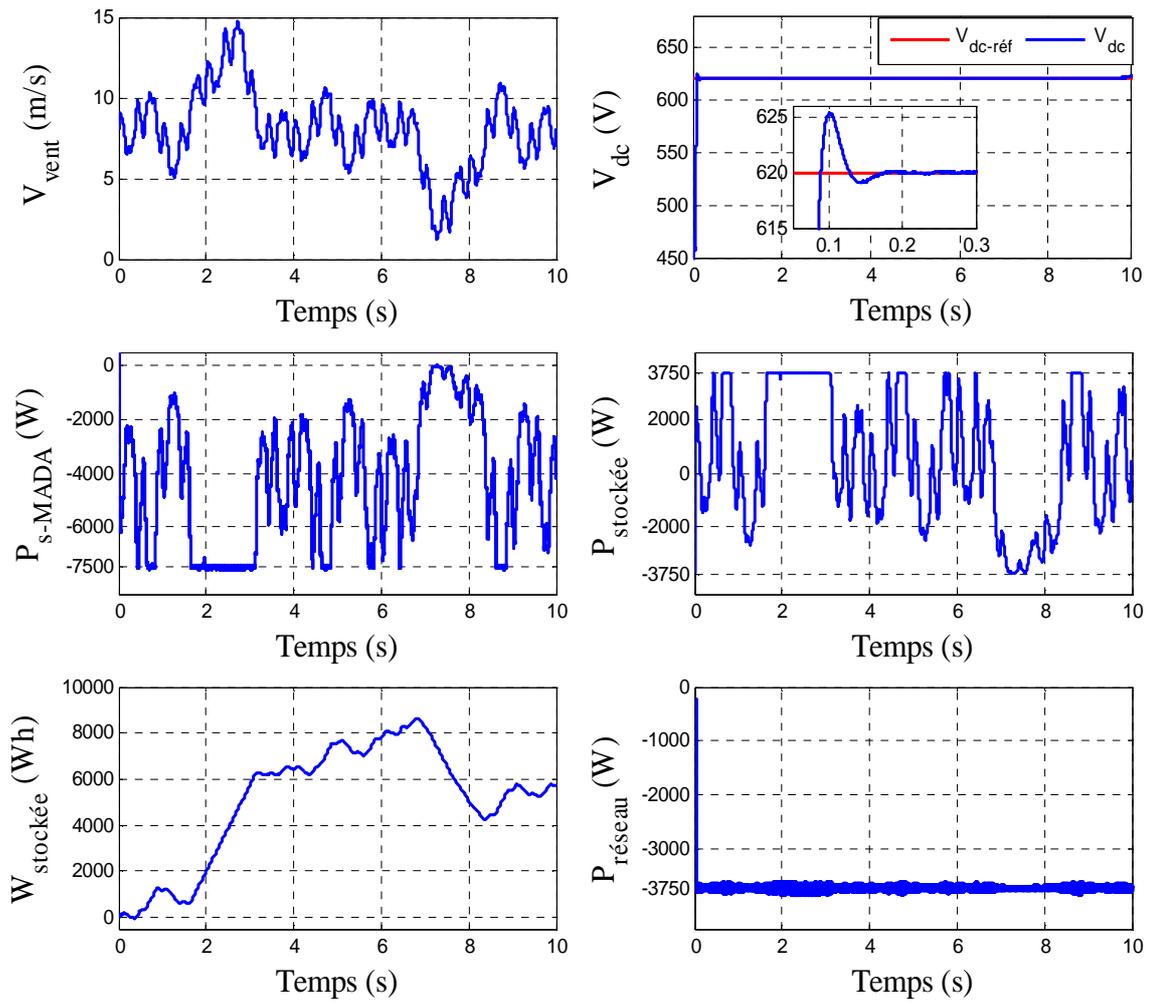


Figure 4.32 : Contrôle d'un système de conversion éolienne avec une unité de stockage.

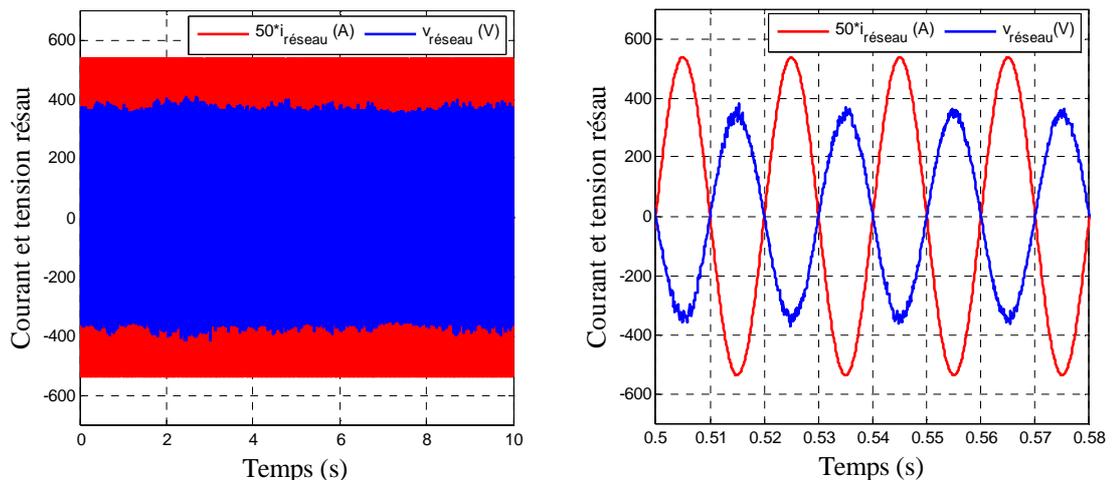


Figure 4.33 : Tension et courant du réseau.

## 4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé trois structures de commande directe du couple appliquée à la MADA en régime saturé. La commande directe du couple classique (DTC-C) basée sur les régulateurs à hystérésis et sur la table de commutation de Takahashi est très compétitive et performante. Néanmoins, sa mise en œuvre nécessite un temps de calcul important et elle présente des fortes oscillations au niveau des grandeurs à réguler à cause de la variation de la fréquence de commutation. Afin de s'affranchir à ces contraintes, nous avons développé une autre structure de la commande directe du couple basée sur un régulateur de type PI (DTC-PI). Dans cette technique, les régulateurs à hystérésis ont été remplacés par des régulateurs de type PI alors que la table de commutation a été remplacée par une MLI standard. Toutefois, la présence d'un tel régulateur présente une certaine dépendance vis-à-vis des paramètres du modèle de la machine. Pour remédier à cet inconvénient, c.-à-d. minimiser l'influence des paramètres de la machine et par conséquent permet d'obtenir une commande robuste face aux variations des paramètres de la machine en particulier la variation des inductances (mutuelle et de fuite) due au phénomène de la saturation, le régulateur PI a été remplacé par un autre plus robuste utilisant la technique des modes glissant d'ordre deux basé sur l'algorithme de supertwisting.

La DTC-C a été simulée et prise comme références de comparaison avec la DTC-PI et la DTC-SOSMC. Les résultats obtenus ont montré l'efficacité de ces trois stratégies. Néanmoins la DTC-SOSMC s'est montrée moins sensible à l'effet de saturation. En outre, un test en présence des variations paramétriques de la MADA a montré une solide robustesse de cette commande.

La dernière partie de ce chapitre a été dédiée à l'association d'un système de stockage d'énergie électrique avec le système éolien afin de pouvoir assurer des transits de puissance constante et de participer aux services système à base d'une MADA. On a opté pour un système de stockage d'énergie à long terme (batteries). L'unité de stockage est dimensionnée en fonction de la puissance extraite du vent, de la puissance nominale générée par l'éolienne et de la puissance à envoyer au réseau électrique, afin de stocker ou de restituer de l'énergie sur le bus continu qui constitue le point de couplage électrique entre l'aérogénérateur et le système de stockage d'énergie. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de la stratégie de commande utilisée (DTC-SOSMC) pour le contrôle du système de conversion d'énergie éolienne global à base de la MADA et attestent les performances désirées.

# CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse porte sur la modélisation et la commande d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) en régime saturé et intégrée dans un système de conversion d'énergie éolienne.

Deux objectifs principaux ont été ciblés afin de réaliser ce travail, à savoir : le développement d'un modèle précis pour la MADA qui tient compte de la saturation magnétique et l'élaboration d'une commande robuste appliquée à un système de conversion d'énergie éolienne basé sur une MADA en régime saturé et associé à un système de stockage.

Le premier chapitre a été consacré à la modélisation et la commande de la turbine éolienne. Afin de commander cette dernière, une stratégie appelée MPPT qui permet de fournir le maximum de puissance active produite au réseau électrique a été appliquée. Dans notre travail, un régulateur de type mode glissant d'ordre deux (SOSMC) a été développé pour l'asservissement de la vitesse de la turbine. Une comparaison avec un PI standard a été effectuée dont l'objectif d'analyser leurs performances en termes de poursuite. Le régulateur par mode glissant d'ordre deux s'est montré efficace avec un temps de réponse moindre par rapport au PI classique.

Nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en régime saturée dans le deuxième chapitre. L'effet de la saturation a été pris en compte et nous l'avons intégré au modèle de Park de la MADA. La technique d'ajustement des inductances (magnétisante et de fuite) par des facteurs de saturation a été appliquée afin de caractériser ce phénomène. A cet effet, deux modèles saturés sont développés. Dans le premier modèle, l'effet de saturation du flux mutuel est considéré tandis que la saturation du flux de fuite est négligée. Dans le deuxième modèle, la saturation du flux mutuel et des flux de fuite sont considérés en même temps. Ces modèles saturés ont été validés et comparés par simulation lors d'un démarrage direct, lors d'une chute de tension aux bornes de la machine et lors d'un court-circuit à ses bornes. Pour ce test, la MADA a été autopilotée au rotor et entraînée par une turbine éolienne. Il a été constaté qu'il y a une différence entre les résultats calculés par le modèle qui prend en compte, en même temps, la saturation du flux magnétisant et des flux de fuites et ceux calculés par le modèle qui considère uniquement la saturation du flux magnétisant d'une part et d'autre part avec ceux issus du modèle non saturé surtout pendant les régimes transitoires.

Le troisième chapitre est divisé en deux principales parties. La première partie a traité, une commande indépendante en puissances directe et indirecte. Ces stratégies de contrôle ont été validées par simulation avec un modèle de la MADA qui prend en compte la saturation du flux magnétisant et des flux de fuites. Nous avons établi une comparaison entre les deux régimes de saturation d'une part et d'autre part entre ces deux types de commandes. Cette comparaison a été effectuée en termes de suivi de consignes, de sensibilité à l'effet de saturation et à la variation de la vitesse du vent. Dans la seconde partie de ce chapitre, des stratégies de commande par mode glissant d'ordre un et d'ordre deux ont été proposées afin d'améliorer les performances de la machine. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'efficacité de ces commandes proposées par rapport aux autres méthodes par PI classique. Néanmoins la commande par mode glissant d'ordre deux s'est montrée moins sensible à l'effet de saturation et efficace en termes de réduction du phénomène de broutement (Chattering).

Dans le quatrième chapitre, on a proposé une nouvelle structure de contrôle direct du couple (DTC) appliquée à la MADA en régime saturé. Dans la première partie de ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande DTC classique. A la lumière des travaux de recherche approfondis faite sur les différentes structures de cette commande, nous avons apprécié l'efficacité de la commande DTC associée à des régulateurs de type PI. L'attention particulière portée, par ces travaux de recherche est due aux avantages apportés par cette technique, à savoir : la facilité de la mise en œuvre et la possibilité de réduire les oscillations du couple et du flux. Toutefois, la synthèse d'un régulateur de type PI est liée aux paramètres du modèle de la machine.

Dans ce travail, nous avons apporté notre contribution à l'amélioration de cette stratégie de commande en remplaçant le régulateur PI classique par un autre plus robuste et qui présente une faible dépendance vis-à-vis des paramètres du modèle de la machine. Pour cela on s'est orienté vers l'utilisation d'un régulateur à mode glissant d'ordre deux (SOSMC), basé sur l'algorithme de supertwisting. Cette technique que nous avons appelée DTC-SOSMC a montrée son efficacité vis-à-vis de la sensibilité à l'effet de saturation. La deuxième partie de ce chapitre a été dédiée à l'utilisation d'un système de stockage à long terme (batteries). Dans ce cas, la MADA produit, grâce à la stratégie MPPT, le maximum de la puissance qui est disponible dans le vent à chaque instant et la mise en place de l'unité de stockage aux bornes du bus continu a permis de gérer sa puissance et son énergie pour maintenir la puissance fournie au réseau constante en restituant ou en stockant selon

la variation du vent. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'utilité du système de stockage pour ce type de systèmes.

En perspectives, nous envisageons:

- Utiliser d'autres techniques afin d'introduire la saturation magnétique dans le modèle de la MADA.
- Utiliser des techniques de l'intelligence artificielle pour l'amélioration des performances de la MADA.
- Implémentation de l'algorithme de la commande étudiée sur l'interface graphique DSPACE.
- Utiliser d'autres types de systèmes de stockage (inertiel....etc) afin de lisser la puissance fournie au réseau.

# REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

## A

- [**ABD09**] A. Abdaszadeh, S. Lesan, V. Morteza pour, «Transient response of doubly fed induction generator under voltage sag using an accurate model», Proc. IEEE. Conf, on Sustainable Alternative Energy, Valencia, Spain, 2009, pp. 1-6
- [**ABD13**] S. Abdeddaim, A. Betka, «Optimal tracking and robust power control of the DFIG wind turbine», Electrical Power and Energy Systems, Vol. 49, 2013, pp. 234–242.
- [**AGU10**] D. Aguglia, «Conception globale des générateurs asynchrones à double alimentation pour éoliennes», Thèse Doctorale en Génie Electrique, Université Laval, Québec, Canada, Décembre 2010.

## B

- [**BEL10**] B. Beltran, «Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation : Du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur», Thèse de Doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Juin 2010.
- [**BEL12**] B. Beltran, M.E.H. Benbouzid, T.A. Ali, «Second order sliding mode control of a doubly fed induction generator driven wind turbine», IEEE Trans, Energy Convers. , Vol. 27, No 2, 2012, pp. 261–269.
- [**BEN10**] S. Benelghali, M.E.H. Benbouzid, T. Ahmed-Ali and J.F. Charpentier, «High-order sliding mode control of a marine current turbine driven doubly fed induction generator», IEEE J. Ocean. Eng., vol. 35, no. 2, pp. 402-411, Apr., 2010.
- [**BEN11**] S. Benelghali, M.E.H. Benbouzid, J.F. Charpentier, T. Ahmed-Ali and I. Munteanu, «Experimental validation of a marine current turbine simulator: Application to a PMSG-based system second-order sliding mode control», IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, 2011.
- [**BIS01**] D. Bispo, L. Martins, Neto, J.T. de Resende, D.A. de Andrade, «A new strategy for induction machine modeling taking into account the magnetic saturation », IEEE Trans. Ind. Appl. , vol. 37, pp. 1710–1719, 2001.
- [**BOU06**] B. Boukhezzar, «Sur les stratégies de commande pour l'optimisation et la régulation de puissance des éoliennes à vitesse variable», Thèse de Doctorat, Université Paris XI, Février 2006.
- [**BOU12a**] E. Bounadja, M.O. Mahmoudi, A. Djahbar, Z. Boudjema «Fuzzy Logic Control of a Doubly-Fed Induction Generator for Wind Energy Conversion», Conférence Internationale sur les énergies renouvelables, ICRE'2012, Bejaia, 15-16 avril 2012.
- [**BOU12b**] E. Bounadja, M.O. Mahmoudi, Z. Boudjema, «High performance control of doubly fed induction generator used in wind energy», 4<sup>th</sup> international conference on electrical engineering, May 07-09- USTHB, Alger, 2012.
- [**BOU12c**] E. Bounadja, A. Djahbar, M.O Mahmoudi, Z. Boudjema, «Fuzzy Logic Control of a Doubly-Fed Induction Generator fed by a direct AC-AC converter», 2<sup>nd</sup> International Conference on Industrial Engineering and Manufacturing, 06-07 Mai 2012, Batna.

- [BOU14a] **E. Bounadja**, A. Djahbar, Mehidi faycel, Z. Boudjema, «Control of a Doubly Fed Induction Generator using Fuzzy Sliding Mode for Wind Energy Conversion Systems», 3<sup>rd</sup> international conference on industrial engineering and manufacturing, 11-13 Mai 2014, Batna.
- [BOU14b] **E. Bounadja**, A. Djahbar, Z. Boudjema, «Variable structure control of a doubly fed induction generator for wind energy conversion systems», Energy Procedia, vol. 50, 2014, pp. 999-1007.
- [BOU14c] **E. Bounadja**, A. Djahbar, Z. Boudjema, «Comparison of adaptive fuzzy logic and sliding mode controllers of DFIG for wind energy conversion», third international conference on power Electronics and Electrical Drives, ICPEED'14, 10-11 December, Oran.
- [BOU15a] **E. Bounadja**, M.O. Mahmoudi, A. Djahbar «Saturation effects on the dynamic responses of Doubly-Fed Induction Generator», The Mediterranean Journal of Measurement and Control, vol. 11 N 2, 2015, pp. 420-424.
- [BOU15b] **E. Bounadja**, M.O. Mahmoudi, A. Djahbar, «A Novel Fuzzy Second-Order sliding Mode Control of a Doubly Fed Induction Generator for Wind Energy Conversion», 17<sup>th</sup> International Conference of Electrical engineering and Technology , ICEET 2015, 6-7 jun 2015, New York, USA.
- [BOU16a] **E. Bounadja**, M.O. Mahmoudi, A. Djahbar, «Performances of saturated doubly-fed induction generator during transient state», Journal of Electrical Engineering, JEE, Romania, ISSN 1582- 4594, vol. 16 N 2, 2016, pp. 1-9.
- [BOU16b] **E. Bounadja**, A. Djahbar, M.O. Mahmoudi, M. MATALLAH, «Direct Torque Control of Saturated Doubly-Fed Induction Generator using High Order Sliding Mode Controllers», International Journal of Advanced Computer Science and Applications (IJACSA-Thomson), Vol.7 N7, 2016, PP.55-61.
- [BOU09] M. Bounadja, A.W. Belarbi, B. Belmadani, «High Performance Space Vector Modulation-Direct Torque Controlled Induction Machine Drive based on Stator Flux Orientation Technique», Advances in Electrical and Computer Engineering Vol.9, N2, 2009, pp.28-33.
- [BOY06] A. Boyette, «Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne»; Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, Décembre 2006.
- [BREG10] V. Bregeault, «Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants», Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, France, 2010.
- [BOUD12] Z. Boudjema, A. Meroufel, **E. Bounadja**, «Robust control improvement of doubly fed induction generator for wind energy conversion», 4th international conference on electrical engineering, May 07-09-2012 USTHB, Alger.
- [BOUD13] Z. Boudjema, A. Meroufel, Y. Djerriri and **E. Bounadja**, «Fuzzy sliding mode control of a doubly fed induction generator for wind energy conversion», Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering, Vol. 6/2, pp 7–14, 2013.
- [BOUD13] Z. Boudjema, A. Meroufel, **E. Bounadja** and Y. Djerriri, « Nonlinear control of a doubly fed induction generator supplied by a matrix converter for wind energy conversion systems », Journal of Electrical Engineering, (JEE-Scopus), Vol 4, pp 60–68, 2013.
- [BOUD14] Z. Boudjema, A. Meroufel, **E. Bounadja**, «Nonlinear control of a doubly fed induction generator for wind energy conversion systems, Second international conference on power Electronics and Electrical Drives, 12, 10-11 December, Oran.

[BOUD15] Z. Boudjema, « Etude et commande d'un système de production d'électricité renouvelable locale (énergie éolienne et photovoltaïque) »; Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès, Algérie, Février 2015.

### C

[CIM05] G.O.Cimuca, « Système inertiel de stockage d'énergie associé à des générateurs éoliens », Thèse de doctorat, Ecole nationale supérieure d'arts et métiers centre de Lille, 2005.

[CIM06] G.O. Cimuca, M. Radulescu, C. Saudemont, B. Robyns, «Control and Performance Evaluation of a Flywheel Energy-Storage System Associated to a Variable-Speed Wind Generator », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.53, n°4, August 2006, pp. 1074-1085.

[COU08] V. Courtecuisse, « Supervision d'une centrale multi sources à base d'éoliennes et de stockage d'énergie connectée au réseau électrique »; Thèse de Doctorat, Université de Lille, France, Novembre 2008.

### D

[DAR12] A. Darba, F. De Belie, J. Melkebeek, «Modeling and simulating saturation in main and leakage flux paths of induction machines», Proc. IEEE Conf., on Young Researchers Symposium, Piscataway, NJ, USA, 2012.

[DAV07] A. Davigny, « Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie », Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France, Décembre 2007.

[DEL10] G. Delille, « Contribution du stockage à la gestion avancée des systèmes électriques, approches organisationnelles et technico-économiques dans les réseaux de distribution »; Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, soutenue à Lille, France, Novembre 2010.

[DEN10] A. Dendouga, « Contrôle des puissances actives et réactive de la machine asynchrone a double alimentation (DFIM) », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, Février 2010.

[DJE14] Y. Djeriri, A. Meroufel, A. Massoum and Z. Boudjema, « Direct power control of a doubly fed induction generator based wind energy conversion systems including a storage unit », Journal of Electrical Engineering, JEE, Romania, ISSN 1582- 4594, Vol.14, No.1, pp.196-204, March 2014.

[DJE15] Y. Djeriri, A. Meroufel, M. Allam, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle »; Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès, Algérie, Octobre 2015.

[DRI05] S. Drid, « Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation : Théorie & Expérimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, LSP-IE, Université de Batna, Algérie, Novembre 2005.

**E**

[ELA03] S. El aimani, B. Francois, 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, September 2003.

[ELA04] S. El Aimani, « Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension », Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lille, France, Décembre 2004.

**F**

[FRA05] 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.

**G**

[GAI07] A. Gaillard, S. Karimi, P. Poure, S. Saadate, « Fault Tolerant Back-to-Back Converter Topology for Wind Turbine with Doubly Fed Induction Generator»; International Review of Electrical Engineering, pp.629-636, August 2007.

[GAI10] A. Gaillard, « Système éolien basé sur une MADA : « contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service »; Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy I, France, Avril 2010.

[GHE11] T. Ghennam, « Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation »; Thèse de Doctorat de l'Ecole Militaire Polytechnique d'Alger, Algérie, Septembre 2011.

**H**

[HOP00] B. Hopfensperger, D.J. Atkinson, R.A. Lakin, « Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder »; IEE Proc., Elec. Power Appl., Vol.147, No.4, pp.241-250, July 2000.

[HOP01] B. Hopfensperger, D. J. Atkinson, « Doubly-fed a.c machines: classification and comparison »; European conf. Power Electronics and Applications (EPE), pp.1-17, Graz, 2001.

**I**

[IOR14] M. Iordache, L. Dumitriu, R. Voiculescu, D. Nicolae, N. Galan, «Saturated Induction Machine Steady-state Performance assessment through simulations», IEEE Trans. Energy Convers., 2014, pp. 368-374.

**J**

[JAB06] H. M. Jabr and N. C. Kar, «Fuzzy gain tuner for vector control of doubly-fed wind driven induction generator», in Proc. IEEE Canadian Conf. Elect. and Computer Engineering, 2006, pp. 2266–2269.

[JAB07] H. M. Jabr, and N.C. Kar «Effects of main and leakage flux saturation on the transient performances of doubly-fed wind driven induction generator», *Electric Power Systems Research*, Vol. No.8, pp 1019–1027, 2007.

[JAB08] H.M. Jabr and N.C. Kar, «Leakage flux saturation effects on the transient performance of wound rotor induction motors», *Electric Power Systems Research*, Vol. 78, 2008, PP. 1280-1289.

### K

[KAR05] N. C. Kar, H. M. Jabr, «A novel PI gain scheduler for a vector controlled doubly-fed wind driven induction generator», *Proc. 8th IEEE Conf, on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, 2005, pp. 948–953.

[KAS06] N.M. Kasbadji, « Evaluation du gisement énergétique éolien. Contribution à la détermination du profil vertical de la vitesse du vent en Algérie »; Thèse de Doctorat. Université de Tlemcen, Algérie, 2006.

[KAZ10] M. V. Kazemi, A. S. Yazdankhah, H. M. Kojabadi, « Direct power control of DFIG based on discrete space vector modulation »; Elsevier, *Renewable Energy*, vol. 35, no. 5, pp. 1033-1042, May 2010.

[KAZ12] M. V. Kazemi, M. Moradi, R. V. Kazemi, « Minimization of powers ripple of direct power controlled DFIG by fuzzy controller and improved discrete space vector modulation », Elsevier, *Electric Power Systems Research*, Vol.89, pp.23-30, March 2012.

[KHA03] F. Khatounian, et al., « Control of a doubly-fed induction generator for aircraft application », *Records of IEEE IECON 2003*, Roanoke, USA, pp.2709-2714, 2003.

[KHO06] S. Khojet El Khil, «Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2006.

[KUN94] P. Kundur, «Power Systems Stability and Control», New York: McGraw-Hill, USA, 1994, pp. 296–297.

### L

[LAI01] Y.S. Lai, J.H. Chen, « A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction »; *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol.16, No.3, pp.220-227, 2001.

[LAN02] O. Langlois, « Raccordement d'éoliennes de petite puissance intégrées au bâtiment », Contrat avec EDF R&D, DEA Génie Electrique de l'INPT, Septembre 2002.

[LAV05] N. Laverdure, « Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, Décembre 2005.

[LEC04] L. Leclercq, « Apport du stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue d'assurer des services systèmes », Thèse de Doctorale Université de Lille, France, Décembre 2004.

[LEV07] A. Levant and L. Alelishvili, « Integral high-order sliding modes », *IEEE Trans. Autom. Control*, 52 (2007).

[LEV95] E. Levi, «A unified approach to main flux saturation modeling in D-Q axis models of induction machines», *IEEE Trans. Energy Conver.*, Vol. 10, 1995, pp. 455–461.

[LEV97] E. Levi, «General method of magnetizing flux saturation modeling in d–q axes models of double-cage induction machines», Proc. IEE, on Electric Power, Vol. 144, No. 2, 1997, pp. 101–109.

[LIS11] M. Liserre, R. Cárdenas, M. Molinas, J. Rodríguez, « Overview of Multi-MW Wind Turbines and Wind Parks », IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.58, No.4, pp.1081–1095, April 2011.

[LOH03] P. C. Loh, G. H. Bode, D. G. Holmes, and T. A. Lipo, « A time-based double-and hysteresis current regulation strategy for single-phase multilevel inverters »; IEEE Transaction on Industry Application, Vol.39, No.3, pp.883-892, May-June 2003.

[LOP07] M. Lopez, « contribution a l'optimisation d'un système de conversion éolien pour une unité de production isolée », Thèse de Doctorat, Université de Paris-Sud 11, France, 2007.

### M

[MAL04] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski « Simple Direct power control of three phase PWM rectifier using space vector modulation (DPC-SVM) »; IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.51, No.2, pp.447-454, April 2004.

[MAN12] M. Manceur, « Commande robuste des systèmes non linéaires complexes », Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne-Ardenne, France, 2012.

[MAR09] D. Marin, « Intégration des éoliennes dans les réseaux électriques insulaires »; Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, France, Avril 2009.

[MAR11] R.A. De Marchi, F. J. Von Zuben, E. Bim, « A Neural Network Approach for the Direct Power Control of a Doubly Fed Induction Generator »; XI Brazilian Congress of Power Electronics, IEEE, Vol.1, pp.38-43, Natal, Brazil, September 2011.

[MAT06] S. Mathew, « Wind Energy Fundamentals, Resource Analysis and Economics »; Springer-Verlag, Berlin Heidelberg 2006.

[MEK01] S. Mekhtoub, « Machine asynchrone en régime saturé », Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Algérie, 2001.

[MEK09] S. Mekhtoub, R. Ibtoune, S. Bacha, «Analyse dynamique des générateurs éoliens lors d'un creux de tension du réseau», Revue des Energies Renouvelables Vol. 12 N°2, pp. 225 – 235, 2009

[MER10] A. Meroufel, Y. Djeriri, A. Massoum et A. Hammoumi, «Commande vectorielle par les réseaux de neurones artificiels de l'énergie d'une MADA intégrée à un système éolien »; Revue des Energies Renouvelables, Centre de Développement des Energies Renouvelables CDER, Algérie, Vol.13, No.4, pp. 669-682, 2010.

[MES06] A. Mezouar, « Décomposition et réduction de modèles des procédés électromécaniques : Application à la commande des machines asynchrones », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Djillali liabès, Sidi Belabès, 2006.

[MEY97] T.A. Meynard, M. Fadal, N. Aouda, « Modelling of multilevel converters »; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.44, No.3, 1997.

[MIR05] A. Mirecki, « Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Avril, 2005.

- [MON13] L. Monjo, F. C´orcoles, J. Pedra, «Saturation Effects on Torque and Current Slip Curves of Squirrel-Cage Induction Motors», IEEE Trans. Energy Convers., Vol. 28, No. 1, 2013, pp. 243-254.
- [MOR06] J. Morren, S. W.H. de Haan, W. L. Kling, J. A. Ferreira, « Wind turbine emulating inertia and supporting primary frequency control »; IEEE Transactions on Power Systems, Vol.21, No.1, pp.433-434, February 2006.
- [MOU12] A. Moualdia, M.O. Mahmoudi, L. Nezli, « Commande DTC et DPC d'un Eolienne à Vitesse Variable Basée sur la MADA », International Conférence on Renewable Energie, (ICRE'12), Université A. Mira, Bejaia, Algeria, Avril-15- 16, 2012.
- [MOU14] A. Moualdia, M.O. Mahmoudi, L. Nezli, «Direct Torque Control of the DFIG and Direct Power Control for Grid Side Converter in wind power generation system», Mediterranean Journal of measurement and control, vol. 9, No. 3, 2013, pp. 101-108.
- [MOU14] A. Moualdia, « Stratégies de Commande DTC-SVM et DPC appliquées à une MADA utilisée pour la production d'énergie éolienne », Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Algérie, Juin 2014.
- [MOU06] S. Moulahem, «Contribution à la modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer: application a la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique», Thèse de Doctorat, USTHB, Algérie, Mai 2006.
- [MUL02] S. Muller, M. Deicke, R. W. De Doncker, « Doubly fed induction generator systems for wind turbines », IEEE Industry Applications Magazine, pp.26-33, May-June 2002.
- [MUL03] B. Multon, « Production d'énergie électrique par sources renouvelables »; Techniques de L'Ingénieur, référence D4005, Mai 2003.
- [MUL04] B. Multon , X. Roboam , B Dakyo , C. Nichita , O Gergaud , H. Ben Ahmed, « Aérogénérateurs électriques », Techniques de l'Ingénieur, Traités de génie électrique, D3960, Novembre 2004.

## N

- [NAA05] A. A. Naassani, E. Monmasson, J.P. Louis, « Synthesis of direct torque and rotor flux control Algorithms by means of sliding-mode theory », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.52, No.3, pp.785-799, June 2005.
- [NES07] A. Nesba, «Caractérisation du phénomène de la saturation magnétique de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Algérie, Janvier 2007.

## O

- [OUL05] D. Ould Abdeslam, «Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : Application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension», Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, France, Décembre 2005.

## P

- [PAN10] G. Pannell, D. Atkinson, B. Zahawi, Analytical Study of Grid-Fault Response of Wind Turbine Doubly Fed Induction Generator, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 25, no. 4, (2010) 1081-1091.

[PEN10] L. Peng, « Reconfiguration du dispositif de commande d'une éolienne en cas de creux de tension », Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lille, France, juin 2010.

[POI03] F. Poitiers, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Ecole Polytechnique de Nantes, France, Décembre 2003.

[POI09] F. Poitiers, T. Bouaouiche, M. Machmoum, «Advanced Control of a Doubly-Fed Induction Generator for Wind Energy Conversion », Electric Power Systems Research, Vol. 79, No 7, 2009, pp. 1085–1096.

## R

[ROB10] B. Robyns, B. François, Ph. Degobert et J-P. Hautier, « Commande vectoriel de la Machine asynchrone », Edition Technip, Paris, 2007.

[ROD04] J. Rodreguez , J. Pontt, C. Silva, S. Kouro and H. Miranda, « A Novel direct torque control Scheme for induction machines with space vector modulation », 35<sup>th</sup> annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen , Germany, pp.1392-1397, 2004.

[ROG78] G. J. Rogers and D.S. Benaragama, «An induction motor model with deep-bar effect and leakage inductance saturation», Archiv Für Elektrotechnik, vol. 60, pp. 193-201, 1978.

## S

[SAL96] M.H. Salama, P.G. Holmes, «Transient and steady-state load performance of a stand-alone, self-excited induction generator», Electric Power, Vol. 143, 1996, pp. 50–58.

[SAL07] G. Salloum, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Mars 2007.

[SEG06] G. Segulier, « Convertisseurs De l'Electronique De Puissance : La Conversion Alternative-Continue », Technique et Documentation Lavoisier, 3<sup>ème</sup> éditions, Vol.1, Paris, France, 2006.

[SLO03] J.G. Sloopweg, « Wind Power, modelling and impact on power system dynamics », PhD Thesis, Technical University of Delft, Pays-Bas, December 2003.

[SLO84] J. J. Slotine, « Sliding controller design for nonlinear systems », Int. J. of Cont. Vol. 4, No. 02, pp. 421–434, 1984

## T

[TAK86] I. Takahashi and T. Noguchi, « A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor », IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.IA-22, No.5, October pp. 820-827, 1986.

[TAM07] M. Tamali, « Réalisation d'un système expert d'aide à la répartition économique des puissances dans un réseau électrique», Thèse Doctorat d'état en électrotechnique, Université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2007.

[TAP03] A. Tapia, G. Tapia, X. Ostolaza, J. R. Saenz, « Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator », IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.18, No.2, pp.194-204, June 2003.

[TOU08] R. Toufouti, « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Constantine, Algérie, Juin 2008.

[TRA10] D.H.Tran, « Conception Optimale Intégrée d'une chaîne éolienne passive : Analyse de robustesse, validation expérimentale »; Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Septembre 2010.

[TRE11] E. Tremblay, S. Atayde, A. Chandra, « Comparative Study of Control Strategies for the Doubly Fed Induction Generator in Wind Energy Conversion Systems: A DSP Based Implementation Approach », IEEE Transactions on Sustainable Energy, Vol.2, No.3, pp.288-299, July 2011.

### V

[VAS81] P. Vas, « Generalized transient analysis of saturated AC machines », Arch. Elektrotech., Vol. 63, 1981, pp. 57–62.

[VID04] P. E. Vidal, « Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2004.

### W

[WIL05] T. Wildi, G. Sybille, « Electrotechnique »; 4ème édition, Edition de Boeck, ISBN PUL 2-7637-8185-3, Canada, Juin 2005.

### X

[XU06] L. Xu, P. Cartwright, « Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation »; IEEE Trans. Energy Conversion, Vol.2, No.3, pp.750-758, September 2006.

[XIA06] D. Xiang, Li Ran, Peter J. Tavner, and Shunchang Yang, « Control of a Doubly Fed Induction Generator in a Wind Turbine during Grid Fault Ride-Through », IEEE Tran., Energy Conversion, vol. 21, no. 3, pp.463-471, Sep, 2006.

### Y

[YIK05] He Yikang, Hu Jiabing, and Zhao Rende, « Modeling and Control of DFIG wind energy generation system under grid voltage dip », Electronic Machines and Systems, ICEMS, vol. 2, pp. 986-991, Oct, 2005.

### Z

[ZAI07] R. Zaimeddine, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux », Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Algérie, Juillet 2007.

[ZAI11] R. Zaimeddine, T. Undeland, « Control of a Grid-Connected Double-Fed Induction Generator Wind Turbine »; IEEE Trondheim Power Tech Conf., pp.1-7, 2011.

[ZHA08] J. Zhao, W. Zhang, Y. He , J. Hu, «Modeling and control of a wind-turbine-driven DFIG incorporating core saturation during grid voltage dips», Proc. 11th IEEE Conf., on Electrical Machines and Systems, Wuhan, China, 2008, pp. 2438–2442.

# ANNEXES

## Annexe A : Loi de Betz pour la conversion de l'énergie cinétique du vent [POI03]

Considérons le système éolien à axe horizontal représenté sur la figure (A.1) 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  $\frac{V_1 + V_2}{2}$ . La masse d'air en mouvement de densité  $\rho$  traversant la surface  $S$  des pales en une seconde est :

$$m = \frac{\rho \cdot S \cdot (V_1 + V_2)}{2} \quad (\text{A.1})$$

La puissance  $P_t$  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) :

$$P_t = \frac{m \cdot (V_1^2 - V_2^2)}{2} \quad (\text{A.2})$$

Soit en remplaçant  $m$  par son expression dans (A.1) :

$$P_t = \frac{\rho \cdot S \cdot (V_1 + V_2) \cdot (V_1^2 - V_2^2)}{2} \quad (\text{A.3})$$

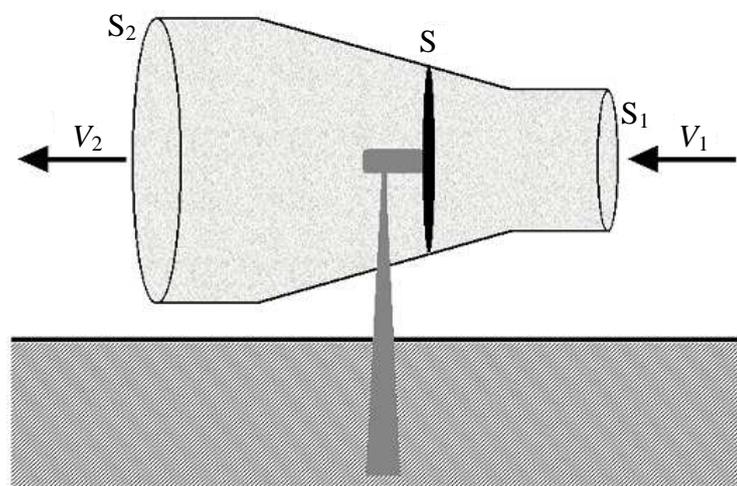


Figure A.1 : Tube de courant autour d'une éolienne.

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

$$P_v = \frac{\rho \cdot S \cdot V_1^3}{2} \quad (\text{A.4})$$

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

$$\frac{P_t}{P_v} = \frac{\left(1 + \left(\frac{V_1}{V_2}\right)\right) \cdot \left(1 - \left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2\right)}{2} \quad (\text{A.5})$$

Si on représente la caractéristique correspondante à l'équation ci-dessus (figure (A.1)), on s'aperçoit que le ratio  $P_t/P_v$  appelé aussi coefficient de puissance  $C_p$  présente un maximum de  $16/27$  soit  $0,59$ . 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.

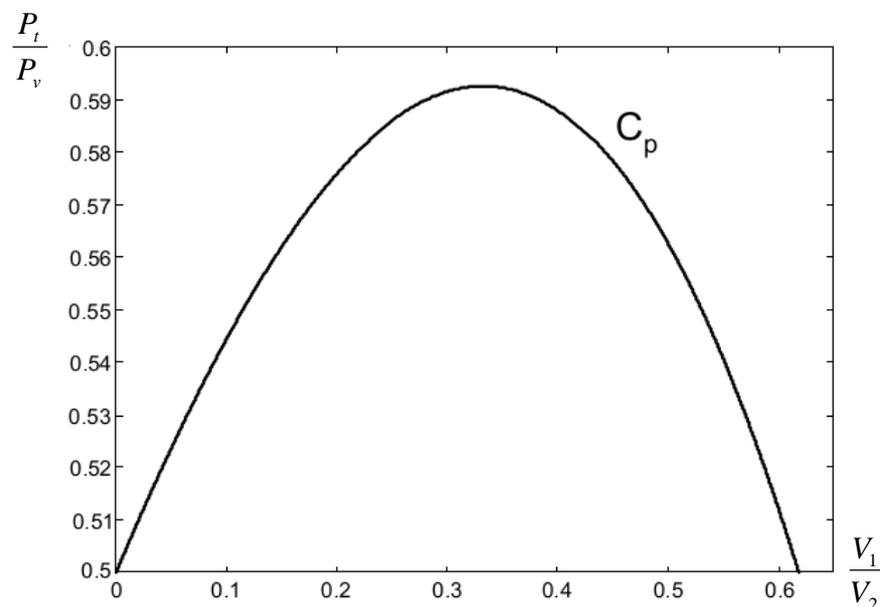


Figure A.2 : Coefficient de puissance.

## Annexe B : Commande par mode glissant : concepts de base [MES06]

### B.1. Conception de la commande par mode glissant

La conception des contrôleurs par mode glissant prend en compte des problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une première, continue, représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre, discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle.

La conception de cette méthode de commande peut être divisée en trois étapes principales :

1. Choix de surfaces ;
2. Etablissement des conditions d'existence de convergence ;
3. Détermination de la loi de commande.

Considérons maintenant une classe particulière de système, i.e. les systèmes linéaires vis-à-vis de la commande. Leur évolution est décrite par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{X}(t) = H(X, t) + B(X, t) \cdot U(t) \quad (\text{B.1})$$

où  $H \in \mathfrak{R}^n$  est un champ de vecteur ou fonction vectorielle,  $X \in \mathfrak{R}^n$  est le vecteur dont les composantes sont les variables d'état,  $B(X, t)$  est la matrice de commande de dimension  $(n \times m)$ , car  $U \in \mathfrak{R}^m$  est le vecteur de commande tel que chacune de ces composantes  $U_i$ , subit une discontinuité sur une hyper-surface (variété) de dimension  $(n-1)$ . Cela peut être vu comme une réduction de la dimension du problème sur l'hyper-surface  $S_i(X) = 0$ .

Dans ce cas, nous obtenons :

$$U_i(X) = \begin{cases} U_i^+(X, t) & \text{si } S_i(X, t) > 0 \\ U_i^-(X, t) & \text{si } S_i(X, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

Le régime glissant s'effectue alors sur une variété  $S(X) = 0$  de dimension  $(n \times m)$  qui résulte de l'intersection de toutes les  $m$  "hyper-surface"  $S_i = 0$  avec  $i = 1, 2, \dots, m$ . On peut écrire cette variété sous la forme :  $S(X) = (S_1 \ S_2 \ \dots \ S_m)^T$ .

Si  $S_i$ ,  $U_i^+$  et  $U_i^-$  sont des fonctions continues, dans ce cas-là, et si  $S_i(X) \neq 0$ , les fonctions  $H(X, t)$  et  $B(X, t)$  sont telles qu'il existe une solution unique au problème formulé par l'équation (IV.7). Nous sommes, alors, en présence d'un système à *structure variable*.

La fonction de commutation  $S$  sépare l'espace d'état en deux régions représentant des structures différentes. C'est une fonction vectorielle dont les composantes sont des fonctions scalaires représentatives d'une relation algébrique entre deux grandeurs. Elle est définie par l'utilisateur afin d'obtenir les performances dynamiques désirées.

### B.1.1 Choix de la surface de glissement

Le choix du nombre nécessaire de surfaces de glissement ainsi que de leurs formes mathématiques est fonction de l'application et de l'objectif visé. Le procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation égale au vecteur erreur du vecteur d'état, mais ce choix est limité si la grandeur de commande n'apparaît pas directement dans l'équation différentielle de la variable à régler.

Pour le nombre, il faut choisir  $m$  surfaces de glissement pour un vecteur  $U$  de dimension  $m$ . En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans le premier cas, on trouve la méthode dite « loi de commutation par contre réaction d'état ». Celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase (i.e. convergence de la variable d'état vers sa valeur désirée). Ainsi, la surface  $S(X)$  représente le comportement dynamique désiré du système. J.J. Slotine [SLO84] nous propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(X) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} \cdot e(X) \quad (\text{B.3})$$

Avec :

$e(X)$  écart sur les variables à régler ;  $e(X) = X^* - X$  ;

$\lambda_x$  Vecteur constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré ;

$r$  degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour  $r = 1$ ,  $S(X) = e(X)$

Pour  $r = 2$ ,  $S(X) = \lambda_x e(X) + \dot{e}(X)$

Pour  $r = 3$ ,  $S(X) = \lambda_x^2 e(X) + 2\lambda_x \dot{e}(X) + \ddot{e}(X)$

L'objectif de la commande est de garder la surface  $S(X)$  à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(X) = 0$ , pour un choix convenable du paramètre  $\lambda_x$ . Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence.

### **B.1.2 Conditions de convergence**

Les conditions de convergence permettant aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions. Celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état de système.

#### ***B.1.2.1 Fonction directe de commutation***

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par Utkin [63]. Elle s'exprime sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{S}(X) > 0 & \text{ si } S(X) < 0 \\ \dot{S}(X) < 0 & \text{ si } S(X) > 0 \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Cette condition peut être donnée, autrement, par :

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) < 0 \quad (\text{B.5})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(X)$  et sa dérivée  $\dot{S}(X)$ , les valeurs justes à gauche et à droite de la droite de commutation.

#### ***B.1.2.2 Fonction de Lyapunov***

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(X) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e.  $\dot{V}(X) < 0$ ). Cette fonction est, généralement, utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de Lyapunov par :

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

et sa dérivée par :

$$\dot{V}(X) = S(X)\dot{S}(X) \quad (\text{B.7})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) < 0 \quad (\text{B.8})$$

L'équation (B.8) signifie que le carré de la distance vers la surface mesuré par  $S^2(X)$  diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface dans les deux côtés. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie.

## B.2 Elimination du chattering

Afin de réduire ou d'éliminer le phénomène de chattering, de nombreuses techniques ont été proposées. On cite dans cette section quelques techniques les plus utilisées.

### B.2.1 Remplacement de la fonction "sign" par une fonction continue

De nombreuses solutions ont été proposées dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène. Il existe des méthodes comme celle de la couche limite (*boundary layer*) qui consiste à remplacer la fonction *sign* de la loi de commande par une approximation continue à gain élevé dans un proche voisinage de  $S$ , et saturée en dehors de ce voisinage. Le régime glissant qui en résulte n'est plus confiné dans  $S$ , mais dans un proche voisinage de celui-ci. Dans ce cas, le système est dit en régime *pseudo-glissant*. Ces méthodes réduisent la robustesse de la commande. Elles sont paramétrées par une constante positive  $\delta$  réglée pour avoir un bon compromis entre réduction du chattering et conservation de la robustesse. Dans les méthodes présentées ici, plus  $\delta$  est petit, plus l'approximation tend vers la fonction *sign*, et donc meilleure est la robustesse, au détriment de la réduction du chattering.

Les 2 fonctions les plus utilisées sont :

#### B.2.1.1. La fonction saturation "sat"

Cela consiste à remplacer la fonction  $\text{sign}(S)$  par la droite de pente  $1/\delta$  à l'intérieur d'une bande de largeur  $2\delta$  située de part et d'autre de la surface de glissement, la discontinuité étant conservée à l'extérieur de cette bande. Son expression est donnée par :

$$sat(S, \delta) = \begin{cases} sign(S) & \text{si } |S| > \delta \\ \frac{S}{\delta} & \text{si } |S| \leq \delta \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

et représentée avec  $\delta = 1$  sur la figure ci-après.

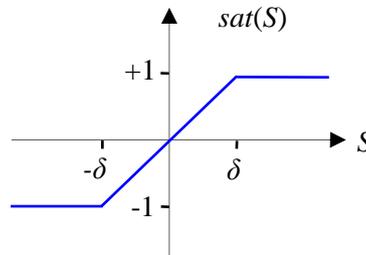


Figure B.1 : Définition de la fonction « sat ».

### B.2.1.2 La fonction "sign + saturation"

On peut combiner la fonction *sat* précédente avec la fonction *sign*.

$$sat(S, \delta) = \begin{cases} (a+b) \cdot sign(S) & \text{si } |S| > \delta \\ a \frac{S}{\delta} + b \cdot sign(S) & \text{si } |S| \leq \delta \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

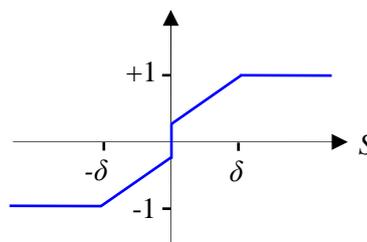


Figure B.2 : Définition de la fonction « sign + sat ».

avec  $a > 0$ ,  $b > 0$  et  $a + b$  ne dépassant pas l'amplitude maximale de la commande. Elle est représentée avec  $\delta = 1$ ,  $a + b = 1$  et  $b = 0,3$  sur la figure (IV.13). Cela permet de conserver toute la robustesse des modes glissants pour des perturbations d'amplitude inférieure à  $b$  tout en diminuant le chattering par rapport à une commande d'amplitude  $a + b$ . Si l'amplitude de la perturbation est supérieure à  $b$ , la robustesse alors est dégradée comme dans le cas précédent. Cette solution est appropriée si l'on s'attend à des perturbations généralement faibles, mais pouvant être ponctuellement très fortes.

Il existe d'autres approximations moins utilisées, car plus coûteuses en temps de calcul :

- **La loi d'interpolation de puissance :**

$$v(S, \delta) = \begin{cases} \text{sign}(S) & \text{si } |S| > \delta \\ (\delta/|S|)^{q-1} & \text{si } 0 < |S| \leq \delta \\ 0 & \text{si } S = 0 \end{cases} \quad (\text{B.11})$$

avec  $q \in [0, 1[$

- **La fonction pseudo-sign "smooth"**

$$v(S, \delta) = \frac{S}{|S| + \delta} \quad (\text{B.12})$$

- **La fonction "arctangente"**

$$v(S, \delta) = \frac{2}{\pi} \arctan\left(\frac{S}{\delta}\right) \quad (\text{B.13})$$

- **La fonction "tangente hyperbolique"**

$$v(S, \delta) = \tanh\left(\frac{S}{\delta}\right) \quad (\text{B.14})$$

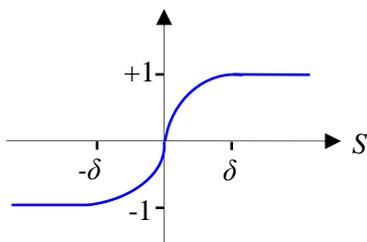


Figure B.3 : Interpolation de puissance.

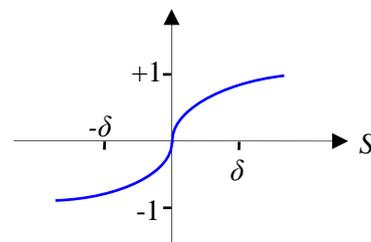


Figure B.4 : La fonction « smooth ».

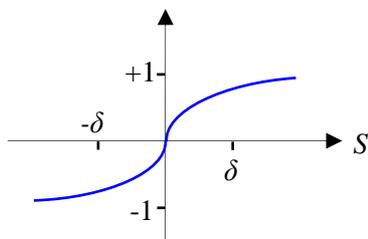


Figure B.5 : La fonction « arctangente ».

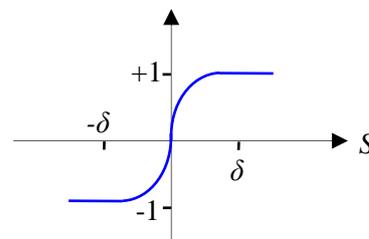


Figure B.6 : La fonction « tangente hyperbolique ».

### B.2.3 Solution par des modes glissants d'ordre supérieur

Les modes glissants d'ordre supérieur ont été introduits pour pallier au problème du chattering tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par mode glissant classiques. Dans cette approche, le terme discontinu n'apparaît plus directement dans l'expression de la commande synthétisée mais dans une de ses dérivées supérieures ce qui a le mérite de réduire le chattering.

Afin de pallier aux insuffisances et inconvénients de la commande par mode glissant classique (ou d'ordre 1) utilisée dans les sections précédentes pour le contrôle des puissances statoriques de la MADA.

## B.3. Commande par mode glissant d'ordre deux

### B.3.1 Modes glissants d'ordre supérieur

Les modes glissants d'ordre supérieur ont été introduit par Emel'yanov et Levantovsky. Ils représentent une extension des modes glissants d'ordre un à un degré plus élevé. Cette généralisation conserve la principale caractéristique en terme de robustesse que celle des modes glissants classiques. Ils permettent aussi de réduire leur principal inconvénient : l'effet de chattering au voisinage de la surface de glissement. L'extension des modes glissants d'ordre un aux modes glissants d'ordre supérieur est caractérisée par le choix d'une commande discontinue agissant non pas sur la surface de glissement mais sur ses dérivées supérieures.

L'inconvénient principal de la commande par mode glissant d'ordre supérieur réside dans le besoin de connaître les variables d'état et leurs dérivées. Il en résulte alors que pour la synthèse d'un contrôleur par mode glissant d'ordre  $r$ , les fonctions  $(S, \dot{S}, \ddot{S}, \dots, S^{(r-1)})$  sont nécessaires [MAN12].

#### B.3.1.1 Principe de fonctionnement

Le régime glissant standard agit sur la surface de glissement afin de l'annuler. Un régime glissant d'ordre  $r$  (noté  $r$ -glissant) agit sur la surface et ses  $(r-1)$  premières dérivées successives par rapport au temps. L'objectif est de forcer le système à évoluer non seulement sur la surface mais aussi sur ses  $(r-1)$  premières dérivées successives et à maintenir l'ensemble de glissement à zéro :

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{(r-1)} = 0 \quad (\text{B.15})$$

où  $r$  désigne le degré relatif du système, qui signifie le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la surface, par rapport au temps, pour faire apparaître la commande explicitement.

Il est calculé en déterminant les dérivées successives de  $S$  [MAN12]:

$$\begin{aligned} r = 1, i.e., \frac{\partial}{\partial u} \dot{S} &\neq 0 \\ r \geq 2, i.e., \frac{\partial}{\partial u} S^i &= 0 (i=1, \dots, r-1) \frac{\partial}{\partial u} S^r \neq 0 \end{aligned} \quad (\text{B.16})$$

Afin de conserver la caractéristique d'atténuation de chattering tout en limitant le nombre de capteurs nécessaires pour la mise en œuvre de la commande, dans notre étude, nous nous sommes limités au mode glissant d'ordre deux.

### ***B.3.1.2 Commande par mode glissant d'ordre deux***

Le but de ce type de contrôleurs est de générer un régime glissant du second ordre sur une surface  $S$  par l'annulation de  $S$  elle-même ainsi que de sa dérivée  $\dot{S}$  en un temps fini ( $S = \dot{S} = 0$ ).

La caractéristique principale de cette stratégie est que la partie discontinue apparaît sur la dérivée de la commande  $\dot{u}$ . Finalement lorsque l'on fait le calcul de la commande du système  $u = \int \dot{u}$ , elle devient continue limitant ainsi le phénomène de chattering.

#### **❖ L'algorithme du Super-Twisting**

L'algorithme du Super-Twisting figure parmi les algorithmes de mode glissant d'ordre deux les plus utilisés. Cet algorithme ne s'applique qu'aux systèmes de degré relatif 1. Son intérêt réside dans la réduction du chattering, dû à la continuité du signal de commande.

Cette commande se décompose en un terme algébrique (non dynamique) et un terme intégral. On peut donc considérer cet algorithme comme une généralisation non linéaire d'un PI [BRE10].

L'algorithme du Super-Twisting, à l'instar des autres algorithmes de la même catégorie, nécessite uniquement l'information sur  $S$  et entraîne l'annulation de celle-ci et  $\dot{S}$  en un temps fini. Il permet aussi de construire un dérivateur appelé généralement différenciateur exact. La convergence de cet algorithme est régie par des rotations autour de l'origine du diagramme de phase (appelées aussi Twisting), comme illustré par la figure (B.19). La loi de commande du Super-Twisting est formée de deux parties. La première  $u_1$  est définie par sa dérivée par rapport au temps, tandis que la deuxième  $u_2$  est continue et en

fonction de la variable de glissement. Pour un mode glissant réel, la loi de commande sera donnée par [MAN12] :

$$\begin{aligned} u &= u_1 + u_2 \\ \dot{u}_1 &= \alpha \cdot \text{sign}(S), \quad u_2 = \beta \cdot |S|^{(0.5)} \cdot \text{sign}(S) \end{aligned} \quad (\text{B.17})$$

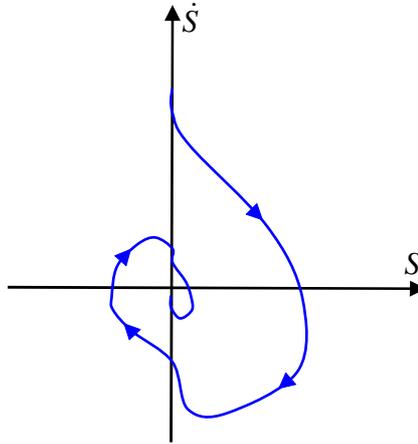


Figure B.7 : Convergence en temps fini de l'algorithme du Super-Twisting.

## Annexe C : Paramètres du système de conversion d'énergie éolienne utilisés

### C.1 Paramètres relatifs à la turbine

Paramètre	Valeur
Rayon ( $R$ )	3 m
Vitesse nominale de vent ( $v$ )	8 m/s
Multiplicateur ( $G$ )	5.4
Coefficient de puissance optimal ( $C_{p-opt}$ )	0.475
Densité de l'air ( $\rho$ )	1.1225 Kg/m <sup>3</sup>
Inertie ( $J$ )	0.3125 kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement ( $f_v$ )	0.00673 N.m.s <sup>-2</sup>

Tableau C.1 : Paramètres de la turbine éolienne [MOU14].

Régulateur	Paramètre
PI	Facteur d'amortissement : $\zeta = 0.707$ Fréquence de coupure : $\omega_n = 10 \text{ rad/s}$ $K_i = 31.25$ ; $k_p = 4.09$
SOSMC	$\alpha = 1000$ ; $\beta = 10$

Tableau C.2 : Paramètres de la régulation de vitesse de la turbine.

### C.2 Paramètres relatifs à la MADA

Paramètre	Valeur nominale
Puissance $P_n$	7.5 KW
Tension statorique efficace $V_n$	380 V
Courant nominale statorique $I_n$	8,6 A
Fréquence statorique $f$	50 Hz
Nombre de paire de pôles $p$	2
Vitesse nominale $\omega_m$	150 rad/s
Résistance statorique $R_s$	1.2 $\Omega$
Résistance rotorique $R_r$	1.8 $\Omega$
Inductance mutuelle $L_m$	0.15 H
Inductance de fuite statorique $L_{\sigma s}$	0.0054 H
Inductance de fuite rotorique $L_{\sigma r}$	0.0068 H

Tableau C.3 : Paramètres de la MADA [MOU14].

## **ملخص:**

تناقش هذه الأطروحة النمذجة و التحكم في آلة لا تزامنية ثنائية التغذية مدمجة في نظام تحويل طاقة الرياح و تعمل في حالة تشبع مغناطيسي. نبدأ دراستنا بنمذجة التحكم في توربين الرياح بواسطة تطبيق تقنية تتبع القدرة الفعالة العظمى من أجل تزويد الشبكة الكهربائية. ثم قمنا باقتراح نماذج للآلة اللاتزامنية ثنائية التغذية في حالة التشبع المغناطيسي. من أجل ذلك نستعمل تقنية للأخذ بعين الاعتبار ظاهرة التشبع ثم يتم اختبارها. بعد ذلك، نقدم عدة طرق للتحكم في قدرة الآلة التي تعتمد على التحكم الشعاعي باستخدام منظم من نوع تناسبي- تكاملي تقليدي. نستعمل أيضا تقنية الوضع الإنزلاقي ذو الرتبة الأولى و الثانية اللتين أثبتنا فعاليتهما من أجل تحسين خصائص الآلة من حيث التتبع و تأثير التشبع. الفصل الأخير من دراستنا ينقسم إلى جزأين، في الجزء الأول نقترح شكل جديد في التحكم المباشر لعزم المزدوجة بواسطة منظمات الوضع الإنزلاقي ذو الرتبة الثانية و التي أثبتت نجاعتها في تخطي تغيرات معاملات الآلة و حساسيتها تجاه ظاهرة التشبع و الجزء الثاني مخصص لتزويد نظام تحويل طاقة الرياح بوحدة تخزين ذات مدى بعيد (بطاريات). استعمال هذه الأخيرة يحافظ على القدرة المحولة للشبكة الكهربائية في حالة التخزين أو التفريغ وفقا لتغيرات الرياح. النتائج المحصلة أثبتت أهمية وحدة التخزين المستعملة لهذا النوع من الأنظمة.

## **كلمات مفتاحية :**

تحكم مباشر في عزم المزدوجة، طاقة الرياح، آلة لا تزامنية ثنائية التغذية، الوضع الإنزلاقي ذو الرتبة الأولى والثانية، حالة تشبع، تخزين.

## **Abstract:**

This thesis deals with the modeling and control of a Doubly-Fed Induction Machine (DFIM) integrated into a wind energy conversion system and working in saturated state. We start our study with the modeling and control of the wind turbine. A strategy called MPPT, allows providing maximum active power generated to the grid, is also applied. The second chapter is devoted to modeling the DFIM in saturated state. A technical to incorporate the saturation in machine modeling is presented and validated. In the third chapter, we will discuss different control strategies based on field oriented control applied to the DFIM using a conventional PI controller. Robust controllers by 1<sup>st</sup> and 2<sup>nd</sup> Order Sliding Mode control are also applied in order to improve the DFIM performances in terms of sensitivity to the saturation effect. The last chapter is divided into two parts; first, we propose a new direct torque control structure combined with 2<sup>nd</sup> Order Sliding Mode Control. This technique we called DTC-SOSMC has shown its robustness against parametric variations and efficiency to overcome the saturation effect. The second part of this chapter is dedicated to the use of a long-term storage system (batteries). The introduction of the storage unit keeps the power provided to the grid constant by returning or storing according to the variation of wind. The simulation results showed the usefulness of the storage unit for this type of systems.

## **Key words:**

Doubly Fed Induction Machine (DFIM), Direct Torque Control (DTC), Energy storage, First and Second Order Sliding Mode Control (SMC and SOSMC), Saturated state, Wind energy.

## **Résumé :**

Cette thèse traite la modélisation et la commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) intégrée dans un système de conversion d'énergie éolienne et fonctionnant en régime saturé. Nous commençons notre étude par la modélisation et la commande de la turbine éolienne avec l'application de la stratégie appelée MPPT qui permet de fournir le maximum de puissance active produite au réseau électrique. Ensuite, une modélisation de la MADA en régime saturée a été proposée. Ainsi, une technique d'introduction de la saturation magnétique dans la modélisation de la MADA est présentée et validée. De plus, il a été exposé des différentes stratégies de commandes en puissance basées sur le contrôle vectoriel utilisant un régulateur de type PI conventionnel. Des régulateurs robustes par mode glissant d'ordre 1 et d'ordre 2 sont aussi appliqués afin d'améliorer les performances de la MADA en termes de poursuite et la sensibilité à l'effet de la saturation. Enfin, la dernière partie du travail qui est divisée en deux volets, le premier volet concerne une nouvelle structure de commande directe du couple combinée avec des régulateurs par mode glissant d'ordre 2. Cette technique que nous avons appelée DTC-SOSMC a montrée sa robustesse vis-à-vis les variations paramétriques et son efficacité de surmonter l'effet de saturation. Le deuxième volet est dédié à l'utilisation d'un système de stockage à long terme (batteries). La mise en place de cette dernière permet de maintenir la puissance fournie au réseau électrique constante en stockant ou en restituant selon la variation du vent. Les résultats de simulation obtenus ont montrés l'utilité de l'unité de stockage pour ce type de systèmes.

## **Mots clés :**

Commande Directe du Couple (DTC), Energie éolienne, Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), Mode glissant d'ordre un et d'ordre deux, Régime saturé, Stockage d'énergie.