



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



Thèse de Doctorat En Génie Electrique

Option : Automatique

Présenté par :
MOUALDIA Abdelhafidh
Magister en Génie électrique

Intitulé

Stratégies de Commande DTC-SVM et DPC appliquées à une MADA utilisée pour la production d'énergie éolienne

Soutenu le publiquement le 19/06/2014 devant le jury composé de :

Président :	TADJINE Mohamed	Prof.	ENP
Rapporteurs :	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Prof.	ENP
	NEZLI Lazhari	Prof.	ENP
Examineurs:	BERKOUK El Madjid	Prof.	ENP
	LARABI Abdelkader	Prof.	USTHB
	KOUZOU Abdellah	MC. A	Univ. Djelfa
	BENMANSOUR Khelifa	MC. A	Univ. YF.Médéa

ENP 2014

L'ensemble des travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'Ecole Nationale Polytechnique d'ALGER (ENP) et le Laboratoire de recherche d'Electrotechnique et Automatique (LREA) de l'Université de Médéa, sous la direction des Professeurs **Mohand Oulhadj MAHMOUDI**, et **Lazhari NEZLI**.

Il m'est très difficile d'exprimer en quelques mots tout ce que je dois à monsieur **Mohand Oulhadj MAHMOUDI** pour son suivi rigoureux, pour sa vision toujours positive de l'avancée de mes travaux ainsi que pour ses conseils avisés tout au long du déroulement de ce travail, j'ai beaucoup appris en travaillant avec lui. J'apprécie très particulièrement ses compétences et ses qualités humaines.

Je remercie très sincèrement monsieur **Lazhari NEZLI** pour ses encouragements, ses compétences et sa disponibilité et qu'il soit assuré de ma plus profonde reconnaissance.

Je suis très honoré de la présence de Monsieur **Mohamed TADJINE** professeur à l'école nationale polytechnique (ENP). Je tiens à le remercier pour ses précieux conseils, pour l'intérêt qui l'a apporté à ce travail et je le remercie pour l'honneur qu'il m'a fait de présider le jury de cette thèse.

Il m'est agréable de pouvoir exprimer mes remerciements en vers les membres du jury examinateurs:

MM. **BERKOUK El Madjid** Professeur à l'école nationale polytechnique (ENP), **LARABI Abdelkader**, Professeur à l'Université des Sciences et de Technologie Houari Boumediene (USTHB), **KOUZOU Abdellah**, Maître de conférences à l'Université de Djelfa et **BENMANSOUR Khelifa**, Maître de conférences à l'Université Yahia Feres de Médéa (UYFM), pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce travail.

Je tiens à témoigner ma reconnaissance, à tous mes enseignants, en particulier du département Génie électrique de l'ENP, les professeurs **Djamel BOUKHATALA**, **Mohamed Seghir BOUCHERIT** et **Feres BOUDJEMAA**.

Mes remerciements vont également à mes collègues et toute personne ayant aidé, de près ou de loin, directement ou indirectement, à l'aboutissement de ce travail.

Je ne peux terminer sans avoir une pensée pour mes parents, ma petite famille, frères et sœurs. Ils m'ont toujours soutenu et encouragé.

Enfin, je voudrais témoigner tout mon amour

A ma femme

A mes trois enfants, **Wissem**, **M^{ed}.Housseem** et **F.Youssra**

NOTATIONS ET ABRÉVIATIONS

C_p	Coefficient de puissance
λ	Ratio de vitesse
P_s	Puissance active statorique
P_r	Puissance active rotorique
g	Glissement (%)
$C_{aéro}$	Couple aérodynamique
P_v	Puissance du vent
S	L'air balayé
ρ	Densité de l'air
Ω_t	Vitesse angulaire de la turbine
f	Fréquence du réseau
$I_{s1, 2, 3}$	Courants des trois phases statoriques
$I_{t1, 2, 3}$	Courant des trois phases du filtre
V	Vitesse du vent
β	L'angle d'orientation de pale
R	Rayon de la turbine
Ω	Vitesse angulaire de la génératrice
G	Gain du multiplicateur
C_g	Couple du générateur
J	Inertie total
J_g	Inertie de la génératrice
J_t	Inertie de la turbine
C_{mec}	Couple mécanique
C_{vis}	Couple des frottements
K_f	Coefficient de frottement visqueux
P_n	Puissance nominale
V_m	Vitesse de vent maximale
VD	Vitesse de démarrage
C_{em}	Couple électromagnétique
C_{em-ref}	Couple électromagnétique de référence
$\Omega_{réf}$	Vitesse angulaire de référence
λ_{opt}	Ratio de vitesse optimale
$C_{t-estimé}$	Couple de la turbine estimé
R_s, R_r	Résistance statorique et rotorique
$L_s(H), L_r$	l'inductance statorique et rotorique
L_m	Inductance mutuelle
σ	Coefficient de fuites, $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$;
$\omega_r, (\omega_s)$	Pulsation rotorique et statorique
p	Nombre de pair de pôles

$v_{sd}, v_{sq}, v_{rd}, v_{rq}$	Tensions statoriques et rotoriques d'axes d et q
$i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}$	Courants statoriques et rotoriques d'axes d et q
$\phi_{sd}, \phi_{sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq}$	Flux statoriques et rotoriques d'axes d et q
Q_s, Q_r	Puissances réactives statorique et rotorique
θ_s, θ_r	Position du stator et le rotor
k_p, k_i	Gain du régulateur (proportionnel, intégrateur)
τ_r	Temps de réponse du système
i_{ond}, i_{red}	Courants modulés par le CCM et le CCR
i_{cond}	Courant traversant le condensateur
V_{dc}	Tension du bus continu
R_f, L_f	Résistance et l'inductance du filtre RL
P_f, Q_f	Puissance active et réactive du filtre
i_{gd}, i_{gq}	Courants d'axes d et q envoyés au réseau
i_{ch}	Courant de la charge
S_a, S_b, S_c	Séquence de commande du convertisseur à MLI
T_e	Période d'échantillonnage
$\overline{\Phi}_r(k)$	Vecteur de flux rotorique au pas d'échantillonnage actuel
$\overline{\Phi}_r(k+1)$	Vecteur du flux rotorique au pas d'échantillonnage suivant.
$\Delta \overline{\Phi}_r$	Variation du vecteur flux rotorique
$h_{\Phi r}$	Largeur de la bande hystérésis du flux rotorique
γ	L'angle entre les vecteurs flux statoriques et rotoriques
ΔC_{em}	Variation du vecteur couple électromagnétique
h_{cem}	Largeur de la bande hystérésis du couple électromagnétique
$\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$	Flux rotoriques dans le plan stationnaire
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	Courants rotoriques dans le plan stationnaire
φ_r	Déphasage entre les grandeurs rotoriques
T_1, T_2	Temps d'application des deux vecteurs tensions adjacents
ω_{gl}	Pulsation de glissement
P, q	Puissances active et réactive instantanées
Φ_α, Φ_β	vecteurs de flux virtuel dans le plan α - β .
T_s	Période de commutation
$\Delta P_i, \Delta q_i$	Variation de la puissance active et réactive instantanée
S_i	Secteurs
f_c	Fréquence de coupure
Ω_v	Vitesse angulaire du volant inertiel
P_{mas}	Puissance de la machine asynchrone utilisée pour l'entraînement du volant
Ω_{vn}	Vitesse angulaire du volant inertiel nominale
E_v	Energie du volant inertiel
J_v	Inertie du volant
ΔE_v	Variation de l'énergie du volant inertiel
T_{emMAS}	Couple électromagnétique de la machine asynchrone du volant
$P_{réf}$	Puissance de référence pour le système de stockage
$P_{éol}$	Puissance éolienne
$P_{régl}$	Puissance de réglage
S_Ω	Surface de glissement pour la vitesse
$E_{c-réf}$	Energie de référence pour le système de stockage
Ω_{v-ref}	Vitesse de référence du volant

MADA
DFIG

Machine Asynchrone à Double Alimentation
Double Fed Induction Generator

<i>AC</i>	A lternative C urrent
<i>DC</i>	D irect C urrent
<i>DFIM</i>	D ouble F ed I nduction M otor
<i>RFL</i>	R égulateur L ogique F loue
<i>RMG</i>	R égulateur M ode G lissant
<i>PI</i>	R égulateur P roportionnel I ntégrateur
<i>DTC</i>	D irect T orque C ontrol
<i>DPC</i>	D irect P ower C ontrol
<i>Reg</i>	R égulateur
<i>CCM</i>	C onvertisseur C oté rotor de la M achine
<i>CCR</i>	C onvertisseur C oté R éseau électrique
<i>MLI</i>	M odulation à L arge I mpulsion
<i>SVM</i>	S pace V ector M odulation
<i>DTC-SVM</i>	D irect T orque C ontrol with S pace V ector M odulation
<i>SISE</i>	S ystème I nertiel de S tockage d'Énergie
<i>PLL</i>	P hase L ocked L oop (boucle à verrouillage de phase)
<i>MPPT</i>	M aximum P ower P oint T racking
<i>SCEE</i>	S ystème de C onversion d'Énergie É olienne
<i>REM</i>	R éprésentation E nergétique M acroscopique

ملخص:

تناقش هذه الأطروحة نظام السيطرة في تحويل طاقة الرياح استنادا على آلة لا متزامنة ثنائية التغذية (DFIM) حيث عنصرها الساكن مربوط مباشرة بالشبكة الكهربائية بينما الدوار فهو مغذي عن طريق موجين ثلاثية الأطوار موصولين فيما بينهما بوصلة التيار المستمر. في البداية، قمنا بدراسة فنية حول نظم تحويل طاقة الرياح بعدها نمذجة مختلف مكونات نظام تحويل طاقة الرياح ثم طبقنا التحكم الشعاعي على نظام تحويل طاقة الرياح مع البحث نقطة العمل ذات الاستطاعة القصوى. نتائج المحاكاة سمحت بتأكيد الدراسة. الهدف من المرحلة الثالثة من هذه الأطروحة هو تحسين النتائج المحصل عليها بواسطة التحكم الشعاعي لذا طبقنا التحكم المباشر في العزم الكهرومغناطيسي (DTC) وذلك عن طريق الموج جهة دوار الآلة (CCM) و التحكم المباشر في الاستطاعة (DPC) بواسطة الموج جهة الشبكة الكهربائية (CCR) ولقد أثبتت نتائج المحاكاة التحسينات المرغوب فيها. أما المرحلة الأخيرة، فلقد خصصناها لدراسة نظام تحويل طاقة الرياح بإدماج وحدة تخزين. هذه المنظومة تسمح بتمويل الشبكة الكهربائية باستطاعة فعالة ثابتة مهما كانت حالة الرياح. ولقد أثبتت نتائج المحاكاة لهذه المرحلة أن نظام التخزين هو الذي يتحكم في اتزان الاستطاعة حيث يعوض تقلبات طاقة الرياح.

كلمات مفتاحية:

التحكم المباشر للعزم الكهرومغناطيسي، التشكيل الشعاعي في الفضاء، التحكم المباشر للاستطاعة، آلة لا متزامنة ثنائية التغذية، نظام تحويل طاقة الرياح، نظام التخزين بالقصور الذاتي.

Abstract:

This thesis discusses the control system of a wind energy conversion based on a doubly-fed induction machine (DFIG) connected directly to the electrical grid via the stator and the rotor is driven by two three-phase PWM converters. In the first, we have presented a study on the state of the art systems for wind energy conversion, followed by a validation study and test the complete system conversion. Then we studied the control strategies in high performance, namely the direct torque control combined with vector modulation (DTC - SVM) for the rotor side converter (CCM) and direct power control (DPC) for the converter network side (CCR). From the results, we can confirm the performance improvements desired. The last part of this thesis is devoted to the combination of a storage inertial energy system (SIES) with wind energy conversion. Two control methods are proposed for SIES: DTC - SVM control and vector control. The simulations showed that the DTC- SVM control gives the best performance compared to vector control. Both methods have similar energy performance. The results showed that SIES is able to smooth the power generated by the wind generator and the set (SIES and wind generator) is used to provide constant power to the network.

Key words:

Direct torque control, SVM, direct power control, double fed asynchronous machine, wind conversion system, inertial storage system.

Résumé :

Cette thèse traite la commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) connectée directement au réseau électrique via le stator et elle est pilotée par son rotor par deux convertisseurs triphasés à MLI. Au premier lieu, nous avons présenté une étude sur l'état de l'art des systèmes de conversion d'énergie éolienne, suivi d'une étude de validation et de test du système de conversion complet. Ensuite, nous avons étudié les stratégies de commande à performances élevées, à savoir la commande directe de couple combinée avec la modulation vectorielle (DTC-SVM) pour le convertisseur coté rotor (CCM) et la commande directe de puissance (DPC) pour le convertisseur coté réseau (CCR). D'après les résultats obtenus nous pouvons confirmer les améliorations des performances souhaitées. La dernière partie de cette thèse est consacrée à l'association d'un système de stockage inertiel d'énergie (SISE) avec le système de conversion d'énergie éolienne. Deux méthodes de contrôle pour le SISE sont proposées: le contrôle DTC-SVM et le contrôle vectoriel. Les simulations ont montré que le contrôle DTC-SVM donne les meilleures performances par rapport au contrôle vectoriel. Les deux méthodes présentent des performances énergétiques similaires. Les résultats obtenus ont montré que le SISE est capable de lisser la puissance générée par le générateur éolien et l'ensemble (SISE et générateur éolien) permet de fournir au réseau une puissance constante.

Mots clés :

Contrôle direct de couple, modulation vectorielle, contrôle direct de puissance, machine asynchrone double alimentée, système de conversion éolien, système de stockage inertiel.

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION GENERALE	12
<u>CHAPITRE I. ETAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE</u>	
I.1. INTRODUCTION	16
I.2. L'ENERGIE ELECTRIQUE EOLIENNE	17
I.2.1 Impact sur l'environnement	17
I.2.2 La rentabilité d'une éolienne	18
I.3. L'AEROGENERATEUR	18
I.4. TYPES D'AEROGENERATEURS	19
I.4.1. Eoliennes à axe vertical	19
I.4.1.1. Eoliennes à rotor de Darrieus	19
I.4.1.2. Eoliennes à rotor de Savonius	20
I.4.2. Eolienne à axe horizontal	20
I.4.2. 1. Les éoliennes à marche lente	20
I.4.2. 2. Les éoliennes à marche rapide	21
I.5. PRINCIPAUX ELEMENTS CONSTITUANTS UNE EOLIENNE	21
I.6. TECHNOLOGIE D'EOLIENNES DE GRANDE PUISSANCE	23
I.6.1. Principe de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique	23
I.6.2. Eolienne à vitesse fixe	23
I.7. INTERETS DE LA VITESSE VARIABLE	24
I.7.1. Eolienne isolée (autonome)	24
I.7.2. Eolienne connecté au réseau	24
I.8. DESCRIPTION DE LA MACHINE A DOUBLE ALIMENTATION	26
I.8.1. Classification des machines à double alimentation	27
I.8.2. Machine à double alimentation à rotor bobiné (standard)	27
I.8.3. Machine à double alimentation en cascade asynchrone	28
I.8.4. Machine à double alimentation sans balais	28
I.9. COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES VARIANTES DE LA MACHINE A DOUBLE ALIMENTATION	29
I.10. MODE DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA	31
I.11. ETAT DE L'ART SUR LES GENERATRICES D'EOLIENNE A VITESSE VARIABLE	32
I.11.1. Système utilisant une génératrice synchrone	32
I.11.2. Système utilisant une génératrice asynchrone	33
I.11.3. Système utilisant une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA)	33
I.12. MISE EN ŒUVRE DES EOLIENNES	34
I.12.1. Recherche du rendement maximum MPPT	34
I.12.2. Gestion du réseau électrique	34
I.12.3. Nécessité de stockage	35
I.13. STOCKAGE D'ENERGIE	35
I.13.1. Stockage à court terme	35
I.13.2. Stockage à long terme	36
I.14. CONCLUSION	36

CHAPITRE .II. MODELISATIONS ET METHODES DE COMMANDE DU SYSTEME EOLIEN BASE SUR LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

II.1. INTRODUCTION	38
II.2. MODELE DE LA TURBINE	39
II.2.1. Modèle des pales	39
II.2.2. Modèle du multiplicateur de vitesse	40
II.2.3. Modèle de l'arbre mécanique	41
II.3. STRATEGIE DE COMMANDE MPPT	45
II.3.1. Stratégie de maximisation de la puissance avec asservissement de vitesse.	46
II.3.1.1. Asservissement de vitesse de la turbine	48
II.3.1.1.1. Réglage de vitesse par régulateur de type classique PI	48
II.3.1.1.2. Réglage de vitesse par régulateur de type logique floue	49
II.3.1.1.2. Réglage de vitesse par régulateur mode de glissant	51
II.3.2. Stratégie de maximisation de la puissance sans asservissement de vitesse.	52
II.3.3. Résultats du deux stratégies de maximisation de puissance	53
II.3.3.1. Résultats obtenus avec la structure de commande sans asservissement de vitesse	54
II.3.3.2. Résultats obtenus avec la structure de commande avec asservissement de vitesse	54
II.4. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION	59
II.4.1. Résultats du comportement de la MADA	61
II.4.2. Modèle de la MADA avec choix du repère adéquat dq	63
II.4.2.1. Relations entre les tensions et courants rotoriques	63
II.5. COMMANDE DÉCOUPLÉE DIRECTE EN P et Q	64
II.5.1. Synthèse du régulateur PI	65
II.5.2. Résultats de la commande découplée directe	66
II.6. COMMANDE DÉCOUPLÉE INDIRECTE EN P et Q	67
II.6.1. Commande avec boucle de puissance	68
II.7. MODELISATION DE LA CONNEXION DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU (CCR)	70
II.7.1. Modèle du bus continu	70
II.7.2. Modèle de la liaison au réseau dans le repère de Park	70
II.7.3. Modèle du nœud de connexion	71
II.8. ARCHITECTURE DU DISPOSITIF DE COMMANDE DU SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE	71
II.9. CONTROLE DU CONVERTISSEUR COTE ROTOR DE LA MADA (CCM)	72
II.9.1. Résultats du MPPT appliquée au convertisseur côté rotor.	73
II.9.2. Stratégie de commande découplée des puissances active et réactive	76
II.9.3. Résultats du contrôle en puissance	79
II.10. CONTROLE DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU (CCR)	80
II.10.1. Résultats du contrôle du convertisseur côté réseau (CCR)	83
II.11. SIMULATION DU SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE	85
II.11.1. Choix des paramètres du système éolien	85
II.12. RESULTATS POUR LES DEUX MODES DE FONCTIONNEMENT	86
II.12.1. Fonctionnement du système éolien en mode hypo synchrone	86
II.12.2. Fonctionnement du système éolien en mode hyper synchrone	86
II.12.3. Test de robustesse de la commande découplée en P et Q indirecte	91
II.12.3. résultats de test de robustesse et interprétation	91
II.13. CONCLUSION	93

CHAPITRE .III. CONTROLE DIRECT DU COUPLE ET DE PUISSANCE (DTC ET DPC) APPLIQUE AU SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIEN

III.1. INTRODUCTION	94
III.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC)	95
III.2.1. Modélisation du convertisseur coté rotor CCM	96
III.2.1.1. Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un convertisseur à 2-Niveaux.	97
III.2.2. Contrôle du flux rotorique	98

III.2.3. Contrôle du couple électromagnétique -----	100
III.3.ESTIMATEURS -----	101
III.3.1. Estimation du flux rotorique -----	101
III.3.2. Estimation du couple électromagnétique-----	103
III.3.3. Élaboration de la table de commutation -----	103
III.4.STRATEGIE DE COMMANDE DTC PAR LA METHODE DE TAKAHASHI-----	103
III.5.RESULTATS DE SIMULATION DE LA DTC APPLIQUEE Á LA MADA -----	105
III.6.AMELIORATION DE LA DTC PAR LA MODULATION VECTORIELLE DTC-SVM-----	106
III.6.1. Principe de la MLI vectorielle SVM -----	107
III.6.2. Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle (SVM) -----	108
III.7.STRUCTURE DE LA DTC-SVM-----	112
III.7.1. Contrôle de flux rotorique -----	112
III.7.2. Contrôle du couple électromagnétique pour DTC-SVM -----	114
III.7.3. Résultats de la commande DTC-SVM appliquée à la MADA -----	115
III.7.4. Test de robustesse de la commande DTC-SVM-----	117
III.8.CONTROLE DIRECTE DE PUISSANCE (DPC) DU CCR -----	118
III.8.1.Principe du DPC -----	119
III.8.2.DPC proposée -----	120
III.8.2.1. Calcul des puissances instantanées -----	121
III.8.3. Étude des variations des puissances instantanées -----	123
III.8.4. Elaboration de la table de commutation -----	126
III.8.5. Boucle de régulation de la tension du bus continu pour la DPC-----	126
III.8.6. Résultats de la commande DPC -----	128
III.9.RESULTATS DU CONTROLE DU SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE COMPLET -----	133
III.10.CONCLUSION -----	139

CHAPITRE .IV. SYSTEME INERTIEL DE STOCKAGE ASSOCIE AU SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE

IV.1. INTRODUCTION -----	141
IV.2. STRUCTURE GENERALE DU SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE ASSOCIE A UN SYSTEME DE STOCKAGE -----	142
IV.3. TYPES DE STOCKAGE D'ENERGIE -----	143
IV.3.1. Les machines électriques -----	143
IV.3.2. Zone de fonctionnement utile-----	144
IV.4. MODELISATION MATHEMATIQUE DES COMPOSANTS DU SISE -----	144
IV.4.1. Modélisation du volant d'inertie -----	145
IV.4.2. Modélisation de la machine asynchrone -----	146
IV.4.3. Modélisation du convertisseur électronique de puissance -----	147
IV.4.4. Modélisation mathématique du bus continu -----	148
IV.5. STRATEGIES DE CONTROLE DU SISE ASSOCIE AU SYSTEME ÉOLIEN -----	149
VI.5.1. Control de la machine asynchrone utilisée pour SISE-----	150
VI.5.1.1. Contrôle vectoriel de la machine asynchrone -----	150
VI.5.1.2. Synthèse des régulateurs -----	152
VI.5.1.3. Résultats du contrôle vectoriel de SISE -----	155
VI.5.1.4. Contrôle direct en couple de la MAS avec modulation vectorielle (SVM) -----	156
VI.5.1.5. Résultats de la commande DTC-SVM du SISE -----	158
IV.6.CONTROLE DU SYSTEME DE CONVERSION EOLIEN ASSOCIE AU SISE -----	159
IV.6.1. Résultats du contrôle du système complet-----	160
IV.7.CONCLUSION -----	167
CONCLUSION GÉNÉRALE -----	168
BIBLIOGRAPHIE -----	172
Annexe A -----	177
Annexe B -----	185
Annexe C -----	189

Introduction Générale

L'intense industrialisation des dernières décennies et la multiplication des appareils domestiques électriques ont conduit à des besoins planétaires considérables en énergie électrique. Face à cette demande, toujours croissante de nos jours, les pays industrialisés ont massivement fait appel aux centrales nucléaires. Cette source d'énergie présente l'avantage indéniable de ne pas engendrer de pollution atmosphérique contrairement aux centrales thermiques, mais le risque d'accident nucléaire, le traitement et l'enfouissement des déchets sont des problèmes bien réels qui rendent cette énergie peu attractive pour les générations futures. Pour faire face à ces différents problèmes, les pays se tournent de plus en plus vers l'utilisation de sources d'énergies propres et renouvelables tel que l'énergie éolienne. Cette dernière est aujourd'hui l'énergie propre la moins coûteuse à produire, ce qui explique l'engouement fort pour cette technologie. [SAL07], [BOY06], [ARN10]

Actuellement, le système éolien à vitesse variable basé sur la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) est le plus utilisé dans les fermes éoliennes terrestres. Son principal avantage, et non des moindres, est d'avoir ses convertisseurs statiques triphasés dimensionnés pour une partie de la puissance nominale de la MADA, ce qui en fait un bénéfice économique important par rapport à d'autres solutions possibles de conversion électromécanique (machine synchrone à aimants permanents par exemple). En effet, la MADA permet un fonctionnement sur une plage de vitesse de $\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme, garantissant ainsi un dimensionnement réduit des convertisseurs statiques car ceux-ci sont connectés entre le bobinage rotorique de la MADA et le réseau électrique. [OLI02], [ARN10], [GER01] [GER01], [GLA02]

Le sujet de thèse consiste à concevoir des stratégies de commande d'un système de conversion éolien, connecté au réseau reposant sur la machine asynchrone à double alimentation piloté par le rotor via deux convertisseurs à MLI, réversibles (un coté rotor CCM et l'autre coté réseau CCR) en mode back-to-back, réalisant l'interface électrique entre le rotor de la machine et le réseau. La commande de ces dernier consiste à réguler le bus continu intermédiaire quelque soit la puissance générer par système de conversion sous fréquence variable.

C'est donc dans ce cadre que nous allons développer notre étude sur un système de conversion éolienne permettant de fournir une puissance constante au réseau tout en offrant des services systèmes tel que la prestation de l'énergie réactive pour la correction du facteur de puissance.

Le premier chapitre est consacré aux notions générales sur l'énergie éolienne. Les technologies d'éoliennes ainsi que les différents composants constituant l'aérogénérateur seront brièvement présentés. Ensuite, les différentes machines électriques utilisées pour la conversion éolienne seront étudiées afin de montrer les avantages inégalés de la machine asynchrone à double alimentation surtout en grande puissance et en vitesse variable.

Dans le second chapitre, nous présentons la chaîne de conversion électromécanique du système éolien basé sur la machine asynchrone à double alimentation à partir de laquelle sont reposés les travaux de cette thèse. Nous rappelons que cette chaîne de conversion est constituée d'une turbine éolienne, une génératrice asynchrone à double alimentation, un bus continu, deux convertisseurs à MLI statiques de puissance et un filtre triphasé de courant. La turbine éolienne entraîne la MADA à une vitesse de rotation variable à travers un multiplicateur de vitesse. Le stator de cette dernière est directement connecté au réseau électrique tandis que le rotor est connecté au réseau via deux convertisseurs statiques bidirectionnels mis en cascade à travers un bus continu. Au premier lieu nous présentons la modélisation des différents éléments constituant le système afin d'établir les différentes commandes associées. Nous entamons par la modélisation du multiplicateur de vitesse qui fait la liaison entre l'hélice et la génératrice qui nous permettra par la suite de faire des simulations de notre éolienne.

C'est aussi dans ce chapitre que la stratégie MPPT est présentée cette dernière repose sur le principe de l'extraction du maximum de puissance de l'éolienne et de son injection dans le réseau. Une fois cette partie mécanique en fonctionnement, nous allons nous attacher à la génération d'électricité par la modélisation de la génératrice et l'élaboration de sa commande permettant de gérer les puissances. Notons que la présentation des modèles dynamiques des sous ensembles du système éolien ainsi constitué est réalisée par les outils d'analyse adoptés à cet effet, à savoir la représentation Electromagnétique Macroscopique (REM) et le schéma bloc, y seront également abordés. Des résultats de simulation pour deux modes de fonctionnement (hyper synchrone et hypo synchrone) valident ainsi les commandes établis. Le contrôle de la MADA se fait par les tensions rotoriques et l'on peut alors la contrôler pour produire de l'énergie électrique lorsque la vitesse est à $\pm 30\%$ de la vitesse de synchronisme. Ainsi il est possible de produire de la puissance tout en maintenant la fréquence de 50 Hz constante au réseau.

De plus, la commande en double alimentation va nous permettre de réaliser une commande indépendante des puissances actives et réactives de la MADA. Deux commandes vectorielles sont développées ici, l'une appelée commande vectorielle directe qui effectue la régulation directement sur les puissances sans prendre en compte les couplages internes existants entre les puissances dans la MADA. La deuxième commande c'est l'indirecte qui s'occupe d'abord de réguler les courants rotoriques de la MADA. Ce chapitre se termine donc sur la présentation des résultats de simulations de ces deux commandes.

Dans le troisième chapitre on propose deux techniques de commandes DTC (direct torque control) et la DPC (direct power control), appliquées au système de conversion d'énergie éolien. La

première (DTC) est appliquée au convertisseur à MLI côté rotor. Ce type de commande considère le convertisseur associé à la génératrice 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 de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine [MOUA12d, MOU13, KHE10, BOUD09, NAC11]. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations de couple et de flux. Afin de s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et d'améliorer les défauts de la commande DTC classique, nous avons développé une technique qui réduit les oscillations de couple et de flux en imposant une fréquence de modulation constante [BHA10, SWI05, NIA11, ZHA10]. Des simulations sont présentées pour illustrer les performances apportées par la DTC classique et la DTC-SVM. La deuxième technique c'est la DPC (direct power control), cette dernière est apposée au convertisseur à MLI côté réseau du système de conversion éolien.

Le contrôle direct de puissance (DPC) est basé sur le concept du contrôle direct du couple appliqué aux machines électriques. Le but est de contrôler directement les puissances actives et réactive dans le convertisseur à MLI côté réseau fonctionnement redresseur. Les états de commutation du convertisseur sont sélectionnés par la table de commutation, ce dernier est réaliser à partir des erreurs instantanées obtenue de la différence entre la valeur estimer et mesurer de la puissance active, réactive.

Pour commander la fonctionnalité de relais on utilise deux comparateurs à hystérésis et une table de commutation. La tension de bus continu est contrôlée afin de fournir la référence de la puissance active, d'autre part la référence de la puissance réactive est maintenue nulle pour assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Nous terminons ce chapitre par la présentation des résultats des deux techniques de commande associées (DTC et DPC).

Dans le dernier chapitre, nous considérons l'utilisation d'un système inertiel de stockage d'énergie afin de contrôler la puissance active envoyée au réseau. Le système étudié comporte un volant d'inertie couplé à une machine asynchrone à cage est peut fonctionner en moteur ou en générateur. Ce dernier est associé en parallèle avec le bus continu du système de conversion éolienne. Ces systèmes de stockage ont une capacité de plusieurs minutes, en fonction de leur conception. Comme dans la majorité des systèmes de stockage d'énergie électrique, la transformation est réversible. [BOU07]

Lors du stockage, l'énergie électrique est convertie en énergie mécanique par un fonctionnement en moteur de la machine. Ensuite, l'énergie mécanique est stockée dans le volant d'inertie sous forme d'énergie cinétique dans la masse tournante. Lors de la décharge, l'énergie mécanique est convertie en énergie électrique par un fonctionnement de la machine électrique. Le modèle mathématique du système de stockage inertiel est présenté dans ce chapitre ainsi que les méthodes de contrôle pour la machine utilisé.

Deux techniques de commande sont prises en compte pour la machine : la commande vectorielle et le contrôle direct du couple DTC. La mise en œuvre des deux techniques de commandes permettant

d'extraire une puissance désirée en stockant ou en restituant de l'énergie et faire participer l'éolienne à vitesse variable aux services système. Afin de confirmer l'efficacité des techniques de commande proposées, des résultats de simulation seront présentés et commentés. La thèse finira par une conclusion générale réunissant les conclusions de tous les chapitres précédents.

Chapitre I :

Etat de L'art sur les Systèmes de Conversion d'Energie Eolienne

I.1. INTRODUCTION

L'énergie éolienne est l'énergie cinétique du vent, elle est en partie issue de l'énergie solaire. En effet, les grands flux de circulation atmosphérique sont en grande partie provoqués par la différence de température entre l'équateur et les pôles. Du fait de cette différence de pression, un flot d'air s'établit entre ces régions. La rotation de la terre provoque également des circulations d'air. Des différences locales de pression et de température vont donner des circulations particulières comme les brises de mer, les tornades. [BEL10], [BOUH07],

Cette dernière a été longtemps oubliée alors qu'elle était déjà exploitée depuis l'antiquité avec l'utilisation des moulins à vent. Cependant, elle connaît depuis environ 40 ans un essor sans précédent notamment après la crise pétrolière de 1973 qui a alerté les états producteurs d'énergie fossile. En effet, après l'an 2000, le contexte fluctuant des énergies fossiles, l'explosion de la demande mondiale en électricité et les prises de conscience environnementale, ont accentué le besoin de l'énergie propre et durable ou l'éolien occupe une place privilégiée. Fort de son potentiel mondial, celui-ci a ainsi attiré différents acteurs du monde économique et surtout de l'énergie. Ceci s'est traduit par une profonde réorganisation et mutation du marché de l'éolien pour lequel les aérogénérateurs ont atteint une certaine maturité technique. Ces aérogénérateurs, généralement à axe horizontal, fonctionnent à vitesse variable permettant l'augmentation de la puissance produite. Le développement des convertisseurs statiques et leur commande a permis le contrôle des puissances produites par ces aérogénérateurs. [ARN10], [GHA11]

Dans ce présent chapitre, les technologies d'éoliennes ainsi que les différents composants constituant l'aérogénérateur seront brièvement présentés. Ensuite, les différentes associations machines électriques-convertisseurs statiques, utilisées pour la conversion éolienne seront étudiées.

Ce chapitre a pour objectif de mettre en évidence la machine à double alimentation, afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine, ainsi que les différents domaines d'applications de celle-ci. En plus, une classification et

une comparaison des différents types de cette machine seront présentés. D'autre part, une étude comparative des différents types de convertisseurs de puissance associés à la DFIM rencontrés dans littérature sera effectuée afin de dégager les principaux avantages et inconvénients de chaque type.

1.2. L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE ÉOLIENNE

L'intérêt actuel pour l'énergie éolienne provient du besoin d'élaborer des systèmes d'énergie propre durables auxquels on peut se fier à long terme. L'aérodynamique et l'ingénierie moderne ont permis d'améliorer les éoliennes. Maintenant, elles offrent une énergie fiable, rentable, non polluante pour les applications des particuliers, des communautés et pour les applications nationales. [BOY06]

1.2.1 Impact sur l'environnement

L'énergie éolienne est une énergie propre et renouvelable qui ne produit ni pollution, ni déchet. De plus, elle rembourse sa dette énergétique, c'est-à-dire l'énergie nécessaire à sa fabrication, en neuf mois. Par contre, elle a un impact sur l'avifaune, le bruit et le paysage. L'éolien a quelques inconvénients :

- ✓ **L'impact visuel** qui reste un thème subjectif. Selon les enquêtes réalisées en Europe, la perception d'une éolienne n'est pas négative et varie selon le type de paysage initial, de la disposition (la disposition en ligne est préférable), de la quantité, de la taille des machines, du nombre de pales. Dans tous les cas une étude paysagère est indispensable lors du montage du projet.
- ✓ **Le bruit** d'une éolienne a une double source : la première, d'origine mécanique liée aux machines tournantes dans la nacelle (génératrice, etc.) et la seconde, d'origine aérodynamique, liée à la rotation des pales. Le bruit mécanique a pratiquement disparu grâce aux progrès réalisés au niveau du multiplicateur. Le bruit aérodynamique quant à lui est lié à la vitesse de rotation du rotor, et celle-ci doit donc être limitée. Les mesures montrent que le bruit d'une éolienne est très limité, 50 dB à 150 m (équivalent au bruit dans un bureau), 45 dB à 200 m et imperceptible à 400 m. Dans la plupart des cas, le bruit du vent couvre celui des éoliennes. [BEL10]
- ✓ **L'impact sur les oiseaux.** Les éoliennes peuvent avoir un effet négatif de deux façons :

⇒ Des collisions au niveau du mât, des pales, des câbles électriques,

⇒ Des perturbations des territoires de nidification et de séjour des oiseaux.

Il faut cependant noter que les dégâts provoqués par les éoliennes sont insignifiants comparés aux routes ou aux lignes à haute tension.

Avantages de l'éolien :

- ❖ Lorsque de grands parcs d'éoliennes sont installés sur des terres agricoles, seulement 2% du sol est requis pour les éoliennes. La surface restante est disponible pour l'exploitation agricole, l'élevage et autres utilisations.
- ❖ **Une énergie renouvelable** : Contrairement aux énergies fossiles, les générations futures pourront toujours en bénéficier.

- ❖ **Une énergie sans risque** : Contrairement à l'énergie nucléaire, elle ne produit évidemment pas de déchets radioactifs dont on connaît la durée de vie.
- ❖ **Une énergie qui n'émet quasiment pas de gaz à effet de serre**. Chaque MWh d'électricité produit par l'énergie éolienne réduit de 0.8 à 0.9 tonnes les émissions de CO₂ produites chaque année en comparaison de la production d'électricité avec le charbon ou le diesel.
- ❖ Les parcs éoliens se démontent très facilement et ne laissent pas de traces. [GER01] [BEL10]

1.2.2 La rentabilité d'une éolienne

Les facteurs suivants déterminent le coût de l'énergie éolienne :

- ❖ Le coût initial de l'éolienne et de son installation ;
- ❖ Le taux d'intérêt à payer sur l'investissement ;
- ❖ La quantité d'énergie produite ;

Toute éolienne installée dans un endroit fortement exposé au vent produit de l'électricité moins coûteuse que la même éolienne installée dans un endroit moins venté. Par conséquent, il est important d'évaluer la vitesse du vent à l'endroit envisagé pour l'installation des éoliennes.

Les grands aérogénérateurs modernes utilisés dans des parcs d'éoliennes raccordées au réseau ayant des champs d'unités multiples coûtent entre 1500\$ et 2000\$ le kW. Des unités individuelles plus petites coûtent jusqu'à 3000\$ le kW. Dans les endroits exposés à de bons vents, le coût de production de l'électricité se situe entre 0.06 et 0.12\$ du kWh. Ce coût est quelque peu supérieur aux frais associés à une installation d'électricité, mais les coûts de l'énergie éolienne diminuent chaque année, tandis que les coûts de production plus traditionnels continuent d'augmenter.

Dans les régions éloignées, la production d'électricité à l'aide de génératrices diesel peut varier entre 0.25\$ et 1.00\$ du kWh. Par conséquent, dans les endroits exposés à un bon vent, l'électricité produite est nettement rentable. Lorsque l'on compare le prix de détail de l'électricité payé par les consommateurs, les coûts de l'énergie éolienne sont presque concurrentiels. Cependant, sur les sites moins ventés le coût de l'énergie éolienne reste encore plus élevé que celui des sources classiques.

Pour pouvoir comparer les sources d'énergie entre elles, la notion de coût global social a été introduit (coûts de dépollution ou de retraitement, coûts de recherche et de développement, coûts stratégiques d'approvisionnement). En coût global, l'énergie éolienne est une des énergies les moins coûteuses.

1.3. L'AEROGENERATEUR

Un aérogénérateur, plus couramment appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice. Selon leur puissance nominale, les éoliennes sont divisées en trois catégories: [MUL08]

- ❖ Eoliennes de petite puissance : inférieure à 40 KW
- ❖ Eoliennes de moyenne puissance : de 40 à quelques centaines de kW.
- ❖ Eoliennes de forte puissance : supérieure à 1 MW.

I.4.TYPES D'AEROGENERATEURS

Selon l'utilisation et la technologie d'éolienne, certaines de ces parties sont plus ou moins développées. On distingue deux grandes familles d'éoliennes [MIR05] :

- Les éoliennes autonomes ;
- Les éoliennes raccordées au réseau.

Ceci va beaucoup influencer le procédé de conversion, notamment l'un des objets de notre étude : y associer ou non une unité de stockage d'énergie. Ce stockage pourra être réalisé au moyen de batteries, d'accumulateurs cinétiques (volant d'inertie) ou autre. La conception mécanique peut aussi aboutir à des éoliennes totalement différentes :

- Eoliennes à axe horizontal ;
- Eoliennes à axe vertical.

I.4.1. Eoliennes à axe vertical

Elles sont très peu mises en œuvre de nos jours car elles sont moins performantes que celles à axe horizontal. La conception verticale offre l'avantage de mettre le multiplicateur et la génératrice au sol directement facilement ainsi les opérations de maintenance, mais cela impose que l'éolienne fonctionne avec le vent proche du sol, moins fort qu'en hauteur car freiné par le relief, ce qui induit un faible rendement de ce type d'éolienne. De par son axe vertical, il y a symétrie de révolution et le vent provenir de toutes les directions sans avoir à orienté 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. Ils sont classés selon leur caractéristique aérodynamique en deux familles ; les aérogénérateurs conçus sur la base de la portance (Aérogénérateurs à rotor de Darrieus : conçu par l'ingénieur français George Darrieus) et ceux basés sur la traînée (Aérogénérateurs à rotor de Savonius : inventé par le finlandais Sigurd Savonius en 1924). [BOY06], [RAM00]

I.4.1.1.Eoliennes à rotor de Darrieus

Ce type d'aérogénérateur est basé sur le fait qu'un profil placé dans la direction d'écoulement de l'air est soumis à des forces de direction et d'intensité variables selon l'orientation de ce profil (Fig. I.1). La résultante de ces forces génère un couple moteur entraînant l'orientation du dispositif.

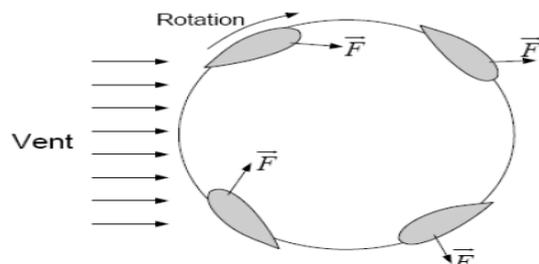


Fig. I.1. Eolienne à axe vertical (Structure de Darrieus) [GHA 11], [BOY 06]

I.4.1.2. Eoliennes à rotor de Savonius

Ils sont basés sur le principe de la traînée différentielle qui stipule qu'un couple moteur peut être obtenu par une pression différente exercée par le vent sur les parties concaves et convexes de la structure (Fig. I.2).

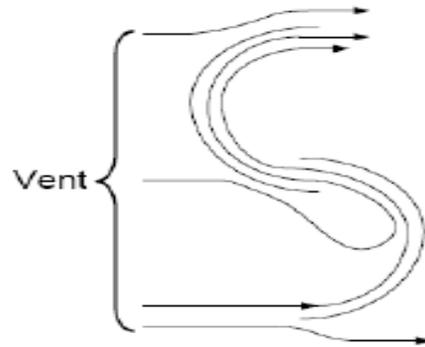


Fig. I.2. Eolienne à axe vertical (Structure de Savonius) [GHA11], [BOY06]

Les principaux avantages des éoliennes à axe vertical sont les suivants :

- ✓ Accessibilité de la génératrice et du multiplicateur mis directement au sol, ce qui facilite la maintenance et l'entretien.
- ✓ La non nécessité d'un système d'orientation du rotor car le vent peut faire tourner la structure quelque soit sa direction. Cependant elles ont comme inconvénients les points suivants:
- ✓ Faible rendement et fluctuations importantes de puissance,
- ✓ Occupation importante du terrain pour les puissances élevées,
- ✓ Faible vitesse du vent à proximité du sol.

I.4.2. Eolienne à axe horizontal

C'est de loin la structure la plus répandue de par sa faible emprise au sol efficacité énergétique. Une éolienne à axe horizontal est une hélice perpendiculaire au vent, montée sur un mat. La hauteur est généralement de 20m pour petites éoliennes, et supérieure au double de la longueur d'une pale pour les modèles de grande envergure. Aujourd'hui les plus grandes éoliennes mesurent jusqu'à 180m en bout de pale avec un moyen à 120m pour une puissance de 6MW. Il existe deux catégories d'éolienne à axe horizontal : les éoliennes à marche lente et les éoliennes à marche rapide (Fig. I.3).

I.4.2. 1. Les éoliennes à marche lente

Les éoliennes à marche lente sont munies d'un grand nombre de pales (entre 20 et 40), leur inertie importante impose en général une limitation du diamètre à environ 8 m. Leur coefficient de puissance atteint rapidement sa valeur maximale lors de la montée en vitesse mais décroît également rapidement par la suite. De nombreuses éoliennes de ce type ont été construites aux Etats Unis dès 1870. Leur rendement est faible car leur vitesse en bout de pale est limitée (Fig. I.3). [PEN10] [GHA11], [BEL10]

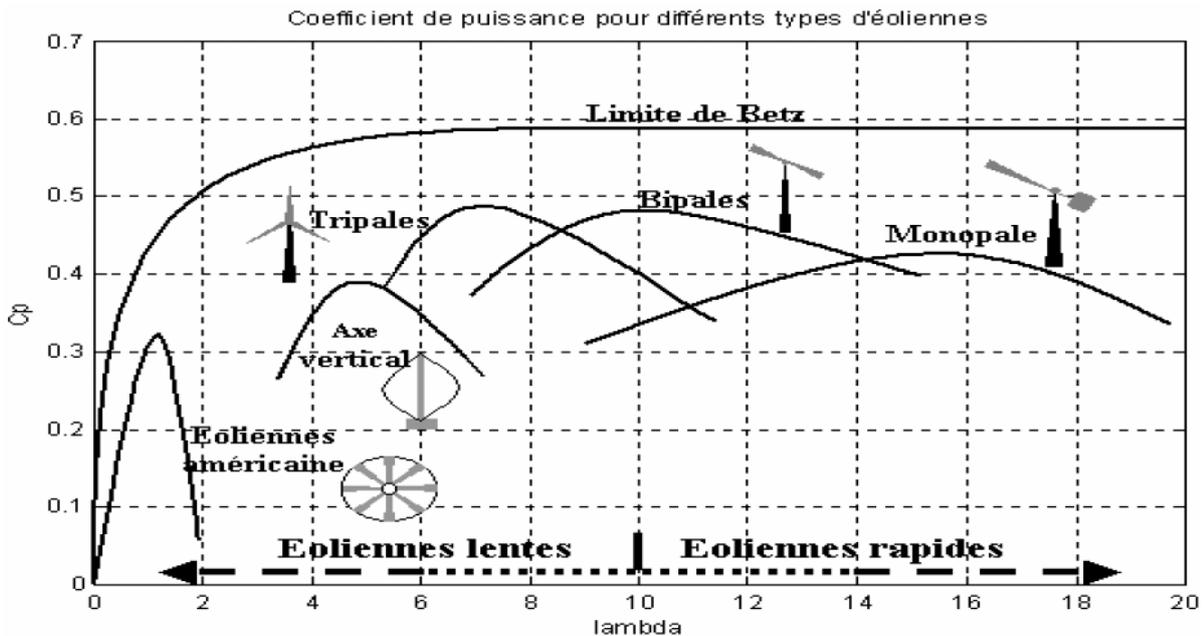


Fig. I.3. Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes [BEL10]

I.4.2. 2. Les éoliennes à marche rapide

Les éoliennes à marche rapide sont beaucoup plus répandues et pratiquement toutes dédiées à la production d'énergie électrique. Elles possèdent généralement entre 1 et 3 pales fixes ou orientables pour contrôler la vitesse de rotation. Les pales peuvent atteindre des longueurs de 60 m pour des éoliennes de plusieurs MW. Leur coefficient de puissance atteint des valeurs élevées et décroît lentement lorsque la vitesse augmente. Elles fonctionnent rarement en dessous d'une vitesse de vent de 3 m/sec. Les machines uni et bipales ont l'avantage de peser moins, mais elles produisent plus de fluctuations mécaniques et ont un rendement énergétique un peu plus faible. Elles sont visuellement moins esthétiques. Ceci explique pourquoi 80% des fabricants optent pour des aérogénérateurs tripales.

I.5. PRINCIPAUX ELEMENTS CONSTITUANTS UNE EOLIENNE

L'éolienne comporte généralement des éléments mécaniques et électriques qui sont illustrés sur la Fig. I.4 [ARN10] [ELA04].

- **Mat** : il permet de placer le rotor à une hauteur suffisante pour permettre son mouvement (nécessaire pour les éoliennes à axe horizontal) et/ou placer ce rotor à une hauteur lui permettant d'être entraîné par un vent plus fort et régulier qu'au niveau du sol. Le mat abrite généralement une partie des composants électrique et électroniques (modulateur, commande, multiplicateur, générateur, etc.).
- **Rotor** : il est composé de plusieurs pales (en général trois) et du nez de l'éolienne. Le rotor est entraîné par l'énergie du vent, il peut être branché directement ou indirectement à une pompe (cas des éoliennes de pompage) ou plus généralement à un générateur électrique. Le rotor est relié à la nacelle par moyeu.
- **Nacelle** : Elle est montée au sommet du mat, abritant les composants mécaniques et pneumatique.

- **Moyeu** : Le moyeu est une pièce en acier moulé, il supporte les pales et relie le rotor à la nacelle.

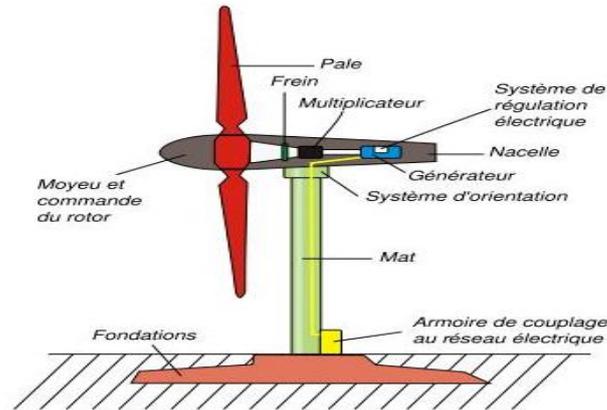


Fig. I. 4 : Eléments constituant une éolienne [ARN10].

- **Fondation** : Une fondation solide assurant la résistance de l'ensemble par grand vent et/ou dans des conditions de givrage.
- **Pales** : Les pales sont généralement en fibre de verre, leur diamètre varie en fonction de la puissance désirée (entre 7m et 72m). Elles ont pour rôle de capter l'énergie du vent et de la transférer ensuite au rotor. Le nombre de pales peut varier suivant les éoliennes. Actuellement, le système tripale est le plus utilisé car il permet de limiter les variations.
- **Génératrice** : La génératrice est un alternateur qui transforme l'énergie mécanique en énergie électrique. Elle peut être Synchrone ou Asynchrone.
- **Multiplicateur** : Le multiplicateur relie l'arbre (primaire) de la turbine à l'arbre (secondaire) de la génératrice électrique. Il permet de transformer une puissance à un couple élevé et à vitesse lente en une puissance à couple faible et vitesse rapide.
- **Arbre de transmission** : Il est composé de deux arbres :
 - ❖ L'arbre primaire : cet arbre transmet l'effort fourni par le rotor au multiplicateur. Il est dit arbre lent, car il tourne à des vitesses comprises entre (20-40 tr/min).
 - ❖ L'arbre secondaire : il entraîne la génératrice à des vitesses élevées (environ 2000rpm) et est muni d'un frein à disque actionné en cas d'urgence.
- **Système de refroidissement** : Il comprend généralement un ventilateur électrique utilisé pour refroidir la génératrice et un refroidisseur à l'huile pour le multiplicateur qui encaisse les efforts mécaniques d'un arbre à l'autre.
- **Outils de mesure de vent** : Nous avons deux types : une girouette pour évaluer la direction du vent et un anémomètre pour en mesure la vitesse.
- **Système d'orientation de la nacelle** : Les grandes éoliennes utilisent des moteurs électriques ou hydrauliques pour faire pivoter la nacelle face au vent.
- **Système de contrôle** : C'est un dispositif qui surveille l'état et le dispositif d'orientation. En cas de défaillance le système stop l'éolienne et le signale à l'ordinateur via un modem téléphonique. Dans le cas des éoliennes produisant de l'électricité, un poste de livraison situé à proximité du

parc éolien permet de relier ce parc au réseau électrique pour y injecter l'intégralité de l'énergie produite.

I.6. TECHNOLOGIE D'EOLIENNES DE GRANDE PUISSANCE

Dans cette section, la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique sera brièvement présentée. Les trois technologies d'éoliennes de grande puissance les plus couramment utilisées seront ensuite discutées en se focalisant sur celle utilisant la machine asynchrone à double alimentation.

I.6.1. Principe de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique

Le principe de fonctionnement de la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique a été largement présenté ces dernières années dans plusieurs travaux [MUL08], [DAV07], [BEL11], [SAA08], [FRAN05], [ELA04], [GHE11]. L'énergie cinétique du vent est captée par les pales ensuite transformée en énergie électrique grâce à des générateurs électriques de type synchrone ou asynchrone.

I.6.2. Eolienne à vitesse fixe

Les éoliennes à vitesse fixe sont les premières à avoir été développées. Elles reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage directement couplée sur le réseau électrique Fig I.5. Sa vitesse Ω_{mec} est alors imposée par la fréquence du réseau et par le nombre de paires de pôles de la génératrice. Cette machine est entraînée par un multiplicateur et sa vitesse est maintenue approximativement constante par un système mécanique d'orientation des pales (pitch control). Cette configuration présente les inconvénients suivants :

- Un dispositif consommateur d'énergie réactive nécessaire à la magnétisation de la machine asynchrone,
- Bruyant, à cause de la modification du système d'orientation des pales fortement sollicité,
- Variations fréquentes du couple mécanique à cause du mouvement des pales pour garder une vitesse constante, ce qui entraîne des variations rapides du courant dans le réseau,
- Impossibilité de réglage de la puissance générée.

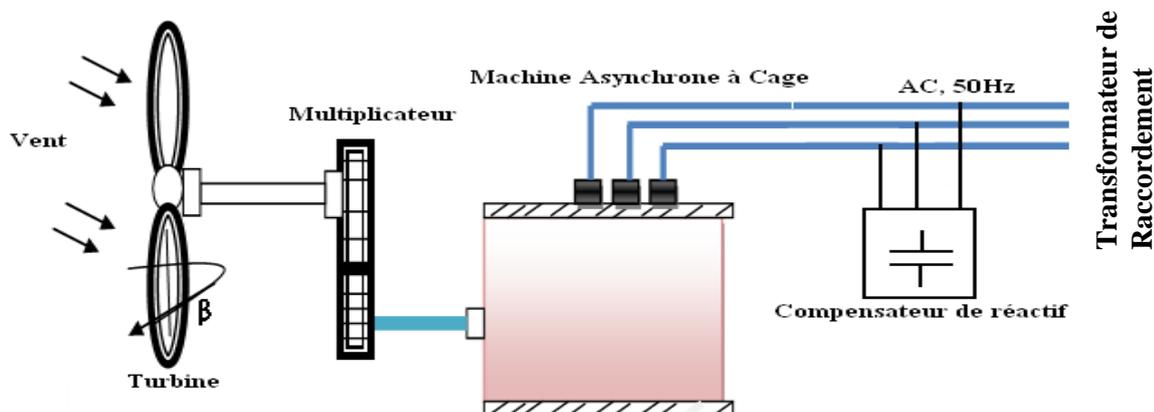


Fig. I. 5. Eolienne à vitesse fixe à base de la machine asynchrone à cage.

I.7. INTERETS DE LA VITESSE VARIABLE

- ❖ Elles augmentent la plage de fonctionnement, notamment pour les faibles vitesses de vent où le maximum de puissance est converti. Indirectement la disponibilité et la puissance générée du système sont augmentées.
- ❖ Elles nécessitent un système d'orientation des pales simplifié. En effet, la possibilité de contrôler la vitesse du générateur via le couple électromagnétique permet de réduire le rôle du système d'orientation des pales, qui interviendra essentiellement pour limiter la vitesse de la turbine et la puissance générée en présence de vitesse de vent élevées. En conséquence, pour de faible vitesse de vent, l'angle d'orientation des pales devient fixe.
- ❖ Elles réduisent les efforts mécaniques de part le fait que lors de variations du vent, la vitesse de vent sur la puissance générée pour ce domaine de fonctionnement.
- ❖ Elles réduisent le bruit lors des fonctionnements à faible puissance car la vitesse est alors lente.
- ❖ Elles permettent une meilleure intégration de l'éolienne dans le réseau électrique.

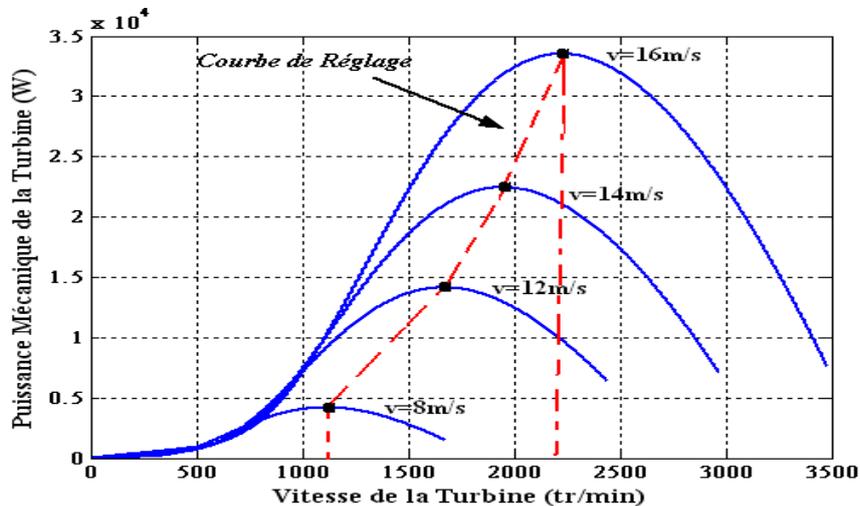


Fig. I. 6. Puissance théorique disponible au niveau de la turbine éolienne.

Dans la littérature, il existe deux catégories d'éoliennes telles que les éoliennes isolées (autonome) et les éoliennes connectées au réseau.

I.7.1. Eolienne isolée (autonome)

Les éoliennes autonomes sont utilisées dans les gammes de puissance de quelques dizaines de Watts à quelques dizaines de kW pour d'appareils électriques d'instrumentation ou d'éclairage. Les plus petites éoliennes sont utilisées pour les bateaux, le camping ou les stations météo. Les éoliennes de plus grande puissance sont utilisées pour la production destinée à alimenter en énergie électrique des villages isolés.

Les points communs entre toutes ces éoliennes sont leur faible puissance et leur association à une unité de stockage d'énergie, généralement constituée de batteries d'accumulateur fig. I.7, [CHE 06], [BOY06].

I.7.2. Eolienne connecté au réseau

Les éoliennes connectées au réseau de distribution sont souvent en fonctionnement pour tester le potentiel éolien du site considéré appartenant à des industriels ou des privés qui produisent leur

propre électricité et revendent l'excédent au distributeur local. Ce type de production décentralisée est rencontré de plus en plus avec le développement des primes et autres aides à la production d'énergie électrique propre. Les puissances de ces éoliennes peuvent varier, selon qu'il s'agit d'un exploitant privé ou industriel, de 50 kW à 4.5 MW pour les plus récentes éoliennes du marché.

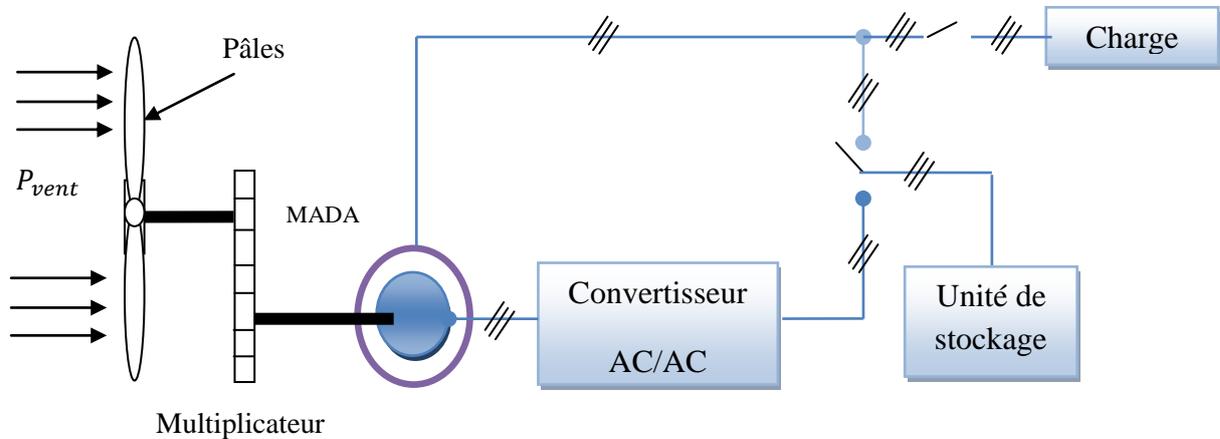


Fig. 1.7. Eolienne isolée à base de la MADA

On estime que cette puissance augmentera à l'avenir, particulièrement dans des applications en mer fig.1.8 [MUL03], vu que ce milieu est caractérisé par une vitesse de vent très importante. Ces éoliennes fonctionnent en permanence et ont, le plus souvent, besoin d'être raccordées à un réseau puissant afin de minimiser l'impact des fluctuations de la puissance générée par ces dernières.



Fig. 1.8. Eolienne installée en mer

La Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) a suscité un intérêt particulier surtout en tant que génératrice dans le domaine de l'énergie éolienne. En effet, à travers cette section la structure de cette machine, les différents modes de fonctionnement et les configurations les plus utilisés seront présentés. Pour les éoliennes utilisant la MADA, le stator de celle-ci est directement couplé au réseau alors que son rotor est connecté au réseau à travers une interface composée de deux convertisseurs statiques (convertisseur coté MADA et convertisseur coté réseau) Fig. I.9. Cette machine sera adoptée pour le reste du travail de thèse.

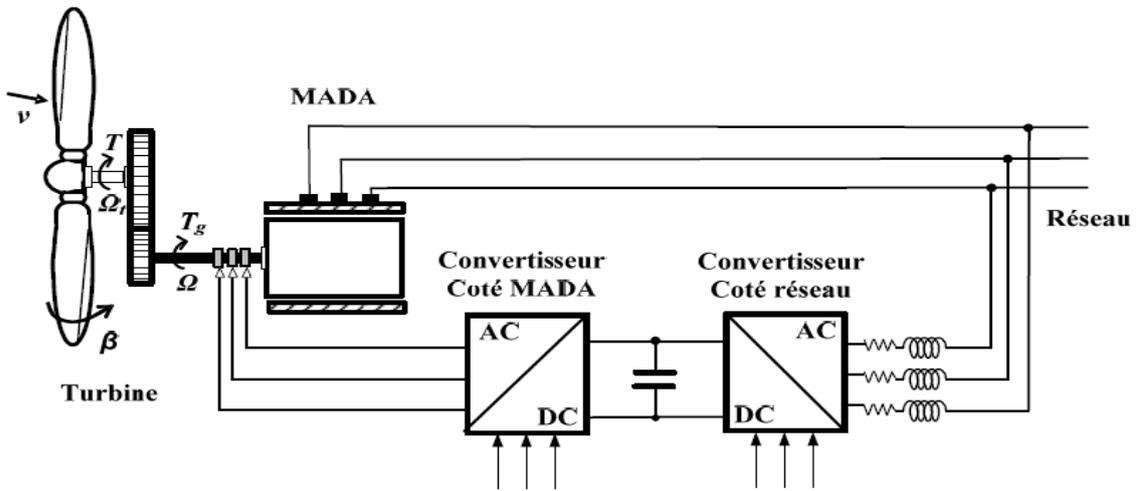


Fig. 1.9. Eolienne Connectée au réseau à base de la MADA [GHE11]

Il y a encore quelques années, pratiquement toutes les éoliennes fonctionnaient à vitesse fixe. Avec la meilleure qualité et la baisse des coûts de l'électronique de puissance, les éoliennes à vitesse variable sont de plus en plus utilisées. Dans la suite de ce mémoire, nous ne traiterons que des éoliennes à vitesse variable. En effet l'objectif de cette thèse est d'élaborer des commandes pour la génératrice afin d'augmenter le rendement et la qualité de l'énergie produite. Ce pilotage n'est possible qu'avec une éolienne à vitesse variable.

Le Tableau I.1 illustre un comparatif simple entre les différents fonctionnements.

Fonctionnement à vitesse fixe	Fonctionnement à vitesse variable
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Simplicité du système électrique ➤ Plus grande fiabilité ➤ Faible probabilité d'entrée en résonance des éléments de l'éolienne. ➤ Moins cher. ➤ Fonctionnement a vitesse variable ($\pm 30\%$ de la vitesse nominale) 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Augmentation du rendement énergétique ➤ Réduction des oscillations du couple dans le train de puissance. ➤ Réduction des efforts subis par le train de puissance. ➤ Génération d'une puissance électrique d'une meilleure qualité.

Tableau I.1. Comparatif Vitesse fixe et vitesse variable. [BEL10]

I.8. DESCRIPTION DE LA MACHINE A DOUBLE ALIMENTATION

La machine à double alimentation en anglo-saxon « *doubly fed induction machine* » (DFIM) est, comme son nom l'indique, une machine triphasé à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers ces enroulements [DAV07, CHE12]

Ce type de machine nécessite une seule source d'alimentation alternative qui peut alimenter les deux cotés de la machine et ceci constitue un avantage principal surtout dans les domaines d'entraînement et de génération à vitesse variable, dont le glissement peut être modifié au moyen de l'association des convertisseurs de puissance du côté statorique ou rotorique ou bien les deux à la fois. Ceci dépend essentiellement du facteur technico-économique de construction.

I.8.1. Classification des machines à double alimentation

La classification de la machine asynchrone à rotor bobiné est obtenue à partir d'une recherche bibliographique qui a été développée dans la littérature du domaine des machines à double alimentation [AUB12, HOP01, LIN 03, SAL 07].

Les différentes variantes de la machine à double alimentation les plus attractives et les plus développées dans la littérature sont classifiées par un organigramme donné précédemment. Le schéma de principe et la description de chaque variante seront détaillés ci-dessous.

I.8.2. Machine à double alimentation à rotor bobiné (standard)

La Fig. I.10 montre que la machine à double alimentation à rotor bobiné ou standard, est une machine asynchrone occupée par un système balais-bagues qui alimente l'enroulement du rotor.



Figure I.10 Machine asynchrone à rotor bobiné (standard)

La Fig. I.11 illustre le schéma de principe de ce type de machines, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, alors que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur AC/AC de telle sorte que le glissement de cette machine devient une grandeur contrôlable.

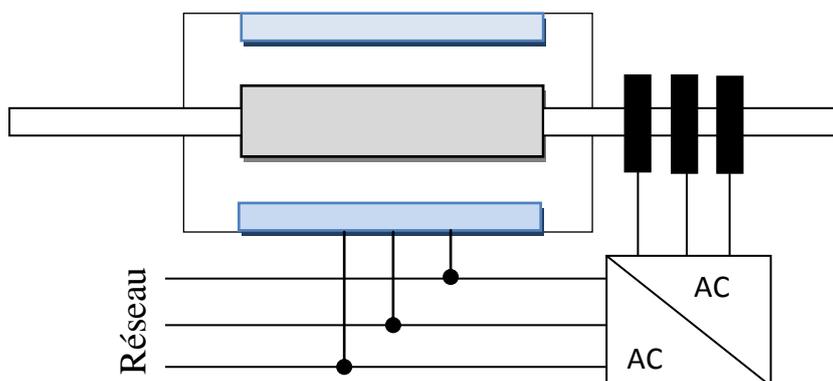


Fig. I.11. Schéma de principe de la machine à double alimentation à rotor bobiné (standard)

Il faut noter que le convertisseur bidirectionnel indiqué dans la figure peut être un convertisseur indirect (AC/DC/AC) composé d'un redresseur et d'un onduleur ou bien un convertisseur direct (AC/AC) : cycloconvertisseur ou convertisseur matriciel [AUB12, SAL07].

I.8.3. Machine à double alimentation en cascade asynchrone

La machine à double alimentation en cascade asynchrone consiste en deux machines asynchrones avec des rotors bobinés connectés mécaniquement et électriquement, comme il est montré par la Fig. I.12. Le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur AC/AC de fréquence. Il est également possible de piloter l'ensemble du système à travers le stator alimenté par le convertisseur.

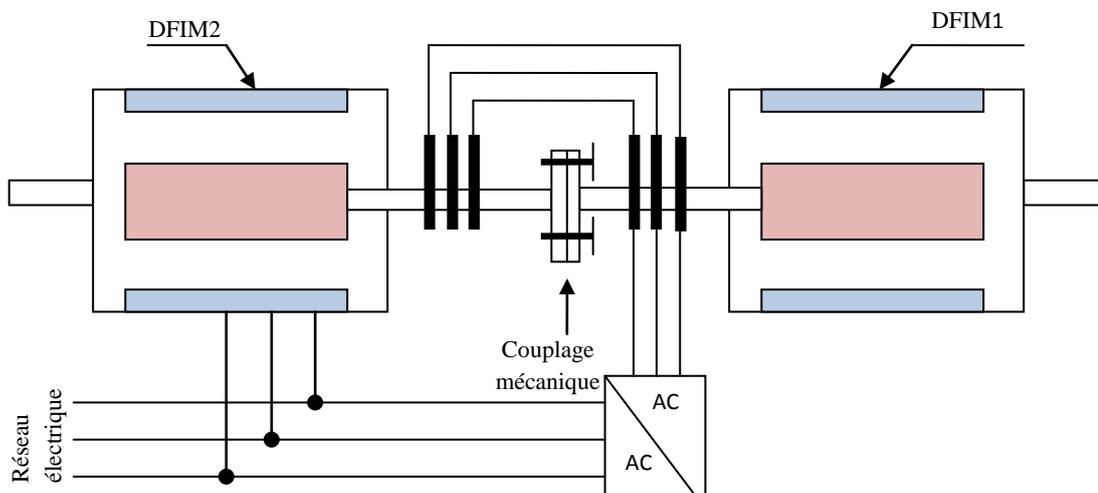


Fig. I.12. Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade asynchrone

Ce type de machines offre la possibilité d'avoir une commande découplée des puissances actives et réactive similaire à celle de la machine à double alimentation standard [PET03, AUB12]. Pratiquement, il est aussi possible de combiner deux machines asynchrones à rotor bobiné dans une seule machine avec un comportement identique à celui de la machine à double alimentation en cascade asynchrone, tel que les deux enroulements des stators sont logés dans une seule armature et le rotor soit à cage d'écureuil, comme dans le cas de la machine à double alimentation sans balais.

I.8.4. Machine à double alimentation sans balais

C'est une machine asynchrone avec deux enroulements ayant des nombres de paires de pôles différents logés dans la même armature du stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre est alimenté au moyen d'un convertisseur AC/AC Fig. I.13.

Le rotor de cette machine possède un nombre de paires de pôles des deux enroulements statoriques.

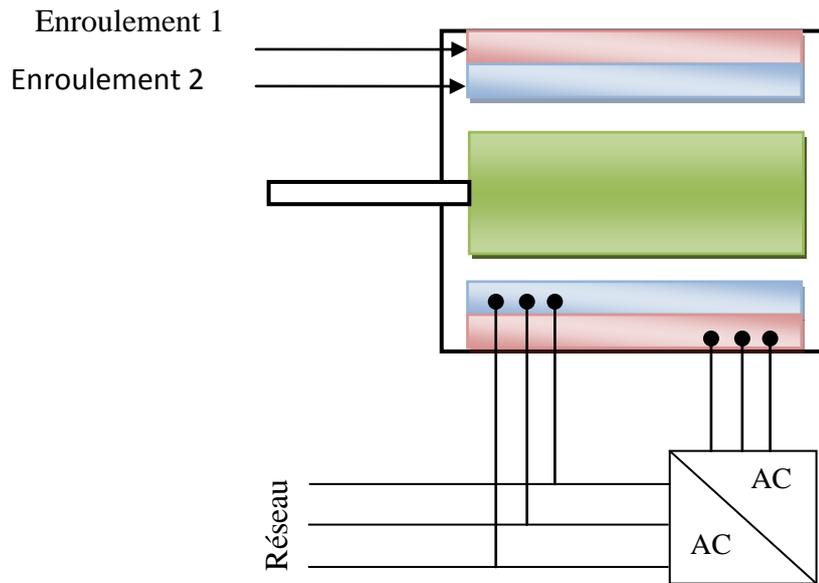


Fig. I.13. Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais

Parmi les types les plus connus de machine à double alimentation sans balais, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable qui consiste en un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans balais et un rotor basé sur le principe de la réluctance [PET03, AUB12].

I.9. COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES VARIANTES DE LA MACHINE A DOUBLE ALIMENTATION

Le tableau I.2 donne une brève classification et comparaison des différentes variantes de la machine à double alimentation les plus attractives dans littérature. Dans ce cas, les critères de comparaison sont fondés sur : la complexité de la construction de la machine, la puissance traité par convertisseur associé à la machine et la stratégie de contrôle [GHO01, NIA11].

On peut conclure que, toutes les machines à double alimentation citées dans le tableau 1.1 doivent fonctionner pour une vitesse autour de celle de synchronisme et nécessitent pour leur commande un convertisseur bidirectionnel de puissance. Dans cette condition, plus la gamme opérationnelle est étroite (qui doit être autour de la vitesse de synchronisme) plus la puissance traité par le convertisseur est réduite. De point de vue stratégie de commande il n'y a pas de grande différence entre ces variantes.

Commercialement, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussi. Cependant, nous pouvons affirmer d'après la littérature que la machine à rotor bobiné standard et la machine à réluctance variable restent plus attractive par beaucoup de chercheurs. D'autre part, un intérêt de plus en plus croissant est accordé actuellement à la machine asynchrone en cascade et la machine sans balais, vu que ces dernières présentent un rendement élevé dû au courant réduit dans leurs rotors [POI03].

Jusqu'au présent et grâce à l'évolution récente dans les domaines de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, la machine à double alimentation standard reste la machine la plus attractive de l'avis de nombreux chercheurs, vu qu'elle est bien adaptée dans plusieurs domaines d'application. En effet, elle présente une construction établie et simple par rapport aux autres types. Sa commande se fait sur la base d'un convertisseur de puissance disponible (AC/AC) ; de même elle possède une commande par orientation de flux statorique permettant d'obtenir un contrôle découplé des puissances active et réactive.

Type de la machine à double alimentation	Construction de machine	Convertisseur de puissance	Méthode de commande
Machine à rotor bobiné	Etablie	Dépend de la vitesse opérationnelle	Orientation du flux statorique avec le découplage entre la puissance active et réactive
Machine en cascade asynchrone	Difficile	Comme la machine à rotor bobiné	Orientation du flux statorique avec le découplage entre la puissance active et réactive
Machine sans balais	Spécial, prototypes disponibles et toujours en recherche	Comme la machine à rotor bobiné	Orientation du flux rotorique et orientation simplifiée du flux rotorique comme la machine à rotor bobiné
Machine à réluctance variable	Spécial, prototypes disponible et toujours en recherche	Comme la machine à rotor bobiné	comme la machine à rotor bobiné

Le tableau I.2. Classification et comparaison des différentes variantes de la machine à double alimentation

I.10.MODE DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA

La machine asynchrone classique fonctionne en moteur en dessous de la vitesse de synchronisme et ne peut fonctionner en génératrice qu'au dessus de celle-ci. Par contre, la MADA offre la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants (Fig. I.14). C'est-à-dire que ce n'est plus la vitesse de rotation qui définit le mode de fonctionnement en moteur ou en générateur.

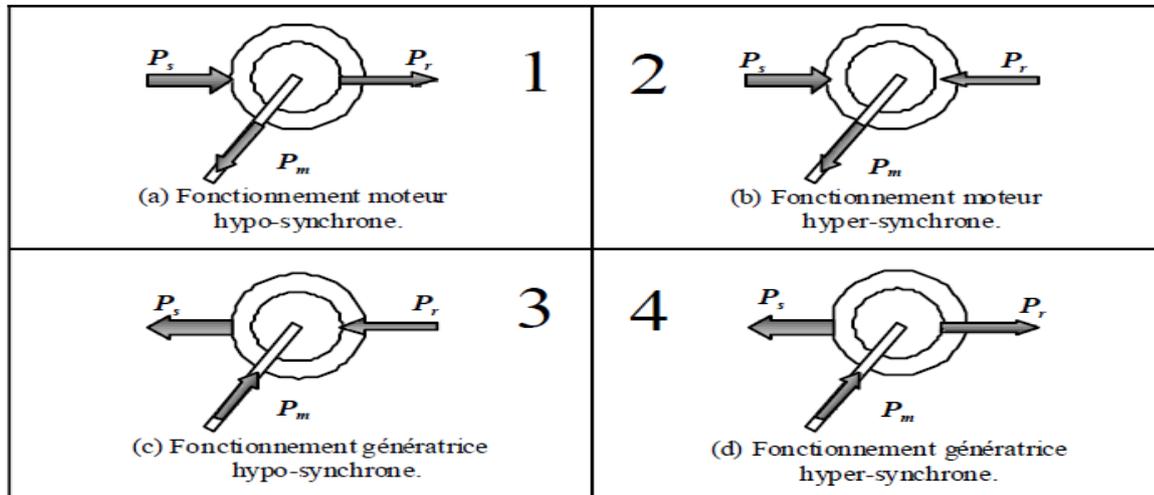


Fig. I. 14 Modes de fonctionnement de la MADA. [GHE11]

(a) Fonctionnement moteur hyposynchrone ($g > 0$)

Le fonctionnement en mode hyposynchrone du moteur est réalisé lorsqu'il s'agit d'une plage de réglage de vitesse s'étendant de la vitesse de synchronisme Ω_s à une vitesse plus faible Ω_{min} . La puissance est fournie par le réseau au stator ; la vitesse de rotation est inférieure au synchronisme, la puissance de glissement est renvoyée sur le réseau via les convertisseurs connectés au rotor (Fig. I.14.a).

(b) Fonctionnement moteur hypersynchrone ($g < 0$)

Le fonctionnement en mode hypersynchrone du moteur est réalisé lorsque la vitesse de la machine peut varier au-delà de la vitesse de synchronisme. Dans ce mode de fonctionnement une partie de la puissance fournie par le réseau va au rotor via les convertisseurs statiques est convertie en puissance mécanique (Fig. I.14.b).

(c) Fonctionnement générateur hyposynchrone ($g > 0$)

Dans ce mode de fonctionnement la puissance est fournie par le dispositif d'entraînement, dans notre cas la turbine éolienne ; une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor (Fig. I.14.c).

(d) Fonctionnement générateur hypersynchrone ($g < 0$)

Dans ce mode de fonctionnement, la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine par la turbine éolienne est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance correspondant à $g \cdot P_{méc}$ est transmise par l'intermédiaire du rotor (Fig. I.14.d).

Le tableau (I.3) résume les différents modes et régimes de fonctionnement de la MADA dans les quatre quadrants. Le signe (-) attribué à une telle puissance signifie que celle-ci est fournie par la MADA, alors que le signe moins (+) est attribué dans le cas où la puissance est fournie de l'extérieure à la MADA.

		Modes	
		Moteur $P_m < 0$	Générateur $P_m > 0$
Régimes	Hyposynchrone $P_s = -(P_m + P_r)$	$P_s > 0$ $P_r < 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$
	Hypersynchrone $P_m = -(P_s + P_r)$	$P_s > 0$ $P_r > 0$	$P_s < 0$ $P_r < 0$

Tableau I.3. Modes opérationnels de la MADA

I.11. ETAT DE L'ART SUR LES GENERATRICES D'EOLIENNE A VITESSE VARIABLE

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.

I.11.1 Système utilisant une génératrice synchrone

a) Exploitation dans l'éolien

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. [BEL11], [POI03]

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. 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.

b) Avantages et inconvénients

Le Tableau I.4 résume les principaux avantages et inconvénients des génératrices synchrones.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ⇒ Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens. ⇒ Absence de boîte de vitesse. ⇒ Fonctionnement à vitesse variable sur toute la plage de vitesse. 	<ul style="list-style-type: none"> ⇒ Machine spécifique. ⇒ Prix de l'électronique de puissance dimensionnée au moins à 100% de la puissance nominale. ⇒ Grand diamètre de la machine.

Tableau I.4. Avantages et inconvénients des génératrices synchrones.

I.11.2 Système utilisant une génératrice asynchrone

a) Exploitation dans l'éolien

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. 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 [BOL06], [VID04], [DEL07], [ARN10], [OLI07].

b) Avantages et inconvénients

Le Tableau I.5 résume les principaux avantages et inconvénients des génératrices asynchrones.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ⇒ Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens. 	<ul style="list-style-type: none"> ⇒ Electronique de puissance dimensionnée au moins à 100% de la puissance nominale.

Tableau I.5. Avantages et inconvénients des génératrices asynchrones.

I.11.3 Système utilisant une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA)

a) Principe de la machine asynchrone à double alimentation

Dans cette configuration le stator de la machine asynchrone est connecté directement au réseau et le convertisseur de puissance se trouve sur le circuit rotorique (Fig. I.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 la tension du bus constante.

b) Avantages et inconvénients

Cette configuration a l'avantage de réaliser des économies sur les convertisseurs de puissance car la puissance transitée par le circuit rotorique est faible par rapport à la puissance statorique dans la configuration classique. Le Tableau I.6 résume les principaux avantages et inconvénients de l'utilisation de cette génératrice.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ⇒ Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens. ⇒ Electronique de puissance dimensionnée à 30% de la puissance nominale ; ⇒ Fonctionnement à vitesse variable ($\pm 30\%$ de la vitesse nominale). 	<ul style="list-style-type: none"> ⇒ Maintenance du multiplicateur ; ⇒ Commande complexe ; ⇒ Oscillations mécaniques.

Tableau I.6. Avantages et inconvénients des génératrices asynchrones.

I.12.MISE EN ŒUVRE DES EOLIENNES

I.12.1.Recherche du rendement maximum MPPT

Les éoliennes utilisées pour la production d'électricité doivent permettre de produire un maximum de puissance en exploitation au mieux l'énergie disponible dans le vent. C'est pour cela que de nombreux systèmes de commande de l'éolienne, agissant au niveau de la partie mécanique ou électrique, sont développés pour maximiser la conversion d'énergie. On parle alors de recherche du point de fonctionnement à puissance maximum (MPPT en anglais Maximum Power Point Tracking) [AUB12], [THO12], [GHE11]. Ces systèmes utilisent différents moyens afin d'obtenir ce point de puissance maximum. Il est possible de modifier l'angle de calage des pales, ou la vitesse de rotation de l'hélice ou bien encore jouer sur la commande de la génératrice. La recherche du maximum se fait en permanence et l'éolienne s'adapte donc à chaque variation de vent pour être dans une configuration d'extraction maximale de puissance. De tels systèmes introduisent aussi des sécurités qui permettent par exemple de limiter la puissance produite lorsque le vent devient trop important et risque d'endommager l'éolienne.

I.12.2.Gestion du réseau électrique

Pour pouvoir fonctionner correctement et produire de l'énergie électrique, la majorité des éoliennes ont besoin d'un réseau puissant qui impose la fréquence et la tension. De plus, ce dernier doit aussi pouvoir fournir la puissance réactive nécessaire aux génératrices asynchrones par exemple et pouvoir absorber en permanence toute la puissance produite par l'éolienne. [GHE11], Tous ceci est très complexe à gérer car la puissance produite par les éoliennes est très fluctuante à cause des aléas du vent. [ARN10] Une éolienne d'1MW ne peut pas produire en permanence cette puissance nominale ; on ne peut compter que sur 20 à 30% de cette puissance en moyenne. C'est pour cela qu'il est intéressant d'interconnecter un grand nombre d'éoliennes sur plusieurs sites entre elles afin d'avoir une production qui puisse se stabiliser.

Par contre, de par leur électronique et le réglage possible de l'angle de calage des pales, les éoliennes peuvent fournir des services système. En effet, il est possible de régler la puissance produite en modifiant le pas des pales de l'hélice. Si pendant une période de fort vent il y a un excédent d'énergie électrique au niveau du réseau, pouvant conduire à une déstabilisation de la fréquence, il est possible de limiter la puissance produite par les éoliennes. Ceci est effectué par l'action sur la commande de la partie électronique et sur l'angle de calage des pales afin de

diminuer le rendement de l'hélice. Cet axe de recherche est actuellement bien étudié et de nombreux laboratoires apportent leurs contributions pour des solutions innovantes et performantes. [ARN10], [CAM03]. De plus, en intervenant sur la commande des onduleurs associés à la génératrice, on peut faire varier la valeur de la puissance réactive produite par un parc éolien. Ainsi, en fonction de la chaîne de conversion choisie, il est possible d'absorber ou fournir une puissance réactive donnée et de contrôler le plan de tension du réseau. Le gestionnaire de réseau peut alors compter sur l'éolienne pour aider à la correction du facteur de puissance du réseau. Cette option est désormais incorporée à la plupart des éoliennes utilisant des machines asynchrones à double alimentation. Cependant, s'il y a une période sans vent, où on ne peut rien faire et l'exploitant du réseau électrique ne peut donc pas compter sur les éoliennes comme source de production fiable. On peut cependant prédire les conditions de vent et donc de production d'énergie électrique avec quelques jours d'avance. Ceci reste de la prédiction météo et ne change rien lorsque le vent tombe. Pour avoir une plus grande souplesse d'utilisation et une meilleure efficacité du système, il faudrait pouvoir stocker l'énergie durant les périodes de fort vent pour pouvoir restituer quand il n'y a plus de vent. On a alors associé les éoliennes avec d'autres sources de production comme des groupes diesel dans le cas de production sur réseau autonome. [GHE11], [BEL11]

I.12.3.Nécessité de stockage

On a vu précédemment que le stockage d'énergie permettrait d'obtenir un service réseau appréciable. Il y a 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 permettrait de restituer l'énergie lorsqu'il n'y a plus de vent. [BOY06]

I.13. STOCKAGE D'ENERGIE

Nous allons nous intéresser ici aux modes de stockage qui peuvent être associés à une éolienne. Le but est double : stocker de l'énergie électrique dans les périodes de fort vent pour pouvoir la restituer dans les périodes de vent plus faible et lisser au maximum la puissance produite par l'ensemble éolienne plus stockage. Le stockage se fait le plus souvent sous une forme globale du stockage est donc très variable en fonction des procédés choisis. [SAL07], [CUM05] Il apparaît donc deux types de stockage, l'un court terme et l'autre à long terme. Ils mettent en œuvre des méthodologies et des contrôles différents.

I.13.1.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 nouveaux composants tel que les super-capacités permet d'envisager des solutions de stockages électrochimiques. Les systèmes inertiels sont eux aussi en grande évolution avec l'utilisation de machines rapides. Effectivement, le stockage qui s'effectuait classiquement dans de très lourds

volants d'inertie tournant à 3000tr/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.

L'alimentation se fait par de 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. [AKA04]

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.

I.13.2. Stockage à long terme

Pour ce qui est des systèmes de stockage à long terme, on connaît bien les batteries et l'on voit se développer des systèmes complexes tels que les systèmes à air comprimé ou encore l'électrolyse associée à une pile à combustible. Les batteries ont évolué durant cette dernière décennie et offrent désormais des capacités volumiques et massiques très importantes notamment avec les dernières générations du type lithium polymère. Elles permettent aussi des fonctionnements en cyclage sans grande contrainte avec des chargeurs optimisant leur durée de vie. 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.

Pour ce qui est des systèmes à air comprimé ou 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'éolien 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]

I.14. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons décrit en premier lieu les types des aérogénérateurs ainsi que les différents constituants d'un aérogénérateur à vitesse variable. Ensuite, nous avons présenté les deux technologies des éoliennes à savoir les éoliennes à vitesse fixe et celles à vitesse variable.

Deux technologies d'éoliennes de grande puissance les plus couramment installées, ont été exposées en soulignant leurs capacités de réglage de la puissance générée. La première porte sur l'utilisation des machines commandée par le stator à savoir la machine asynchrone à cage et synchrone à aimant permanent. Une interface d'électronique de puissance, constituée de deux convertisseurs statiques, est utilisée. Ces derniers sont dimensionnés dans ce cas pour transiter la pleine puissance produite par l'éolienne. Un intérêt particulier a été consacré à la technologie d'éoliennes basée sur la machine asynchrone à double alimentation. Cette technologie permet de réduire le dimensionnement des convertisseurs statiques à 30 % en véhiculant seulement la puissance de glissement. En outre, elle permet un réglage de la puissance réactive.

D'après cette étude, on constate que la MADA offre des avantages remarquables, ce qui permet à cette dernière de trouver un domaine d'application très vaste, notamment dans les systèmes de génération de l'énergie électrique. L'avantage principal de la MADA est que le convertisseur de puissance associé à un rotor ne traite qu'une fraction de 20 à 30% de toute la puissance de système, ce qui permet de minimiser les pertes et le coût de production de l'énergie électrique.

La dernière partie de ce chapitre présente un autre domaine de recherche concerne les dispositifs de stockage qui permettent de lisser les variations de puissance, en mettant au point des structures de machines et des commandes admettant d'offrir toujours plus de services au gestionnaire du réseau. Nous allons, dans notre étude, nous intéresser à ces différents aspects en modélisant une éolienne comprenant une unité de stockage inertiel afin de voir la faisabilité et l'intérêt que cela présente. Ce premier chapitre nous a ainsi permis d'expliquer le choix du type d'aérogénérateur étudié c'est à dire un aérogénérateur à axe horizontal, connecté au réseau, à vitesse variable.

Chapitre II :

Modélisation et Méthodes de Commande du Système éolien basé sur la Machine Asynchrone à Double Alimentation

II.1. INTRODUCTION

Aujourd'hui, les systèmes de génération d'énergie éolienne d'une puissance moyenne et plus utilisent presque exclusivement les machines asynchrone à double alimentation (MADA). Celles-ci présentent des avantages déterminants pour la production électrique dans le marché des turbines éoliennes de grande puissance. Le système de conversion éolienne à base de la MADA (figure II.1) est constitué d'une turbine éolienne, une génératrice asynchrone à double alimentation, un bus continu, deux convertisseurs statiques de puissance et un filtre triphasé de courant.

La turbine éolienne entraîne la MADA à une vitesse de rotation variable à travers un multiplicateur de vitesse. Le stator de cette dernière est directement connecté au réseau électrique tandis que le rotor est connecté au réseau via deux convertisseurs statiques bidirectionnels mis en cascade à travers un bus continu. La présentation des modèles dynamiques des sous ensembles du système éolien ainsi constitué, fera l'objet de ce premier chapitre. Les outils d'analyse adoptés à cet effet, à savoir la représentation Electromagnétique Macroscopique (REM) et le schéma bloc, y seront également abordés. [SAL07], [ELA04] [PEN10]

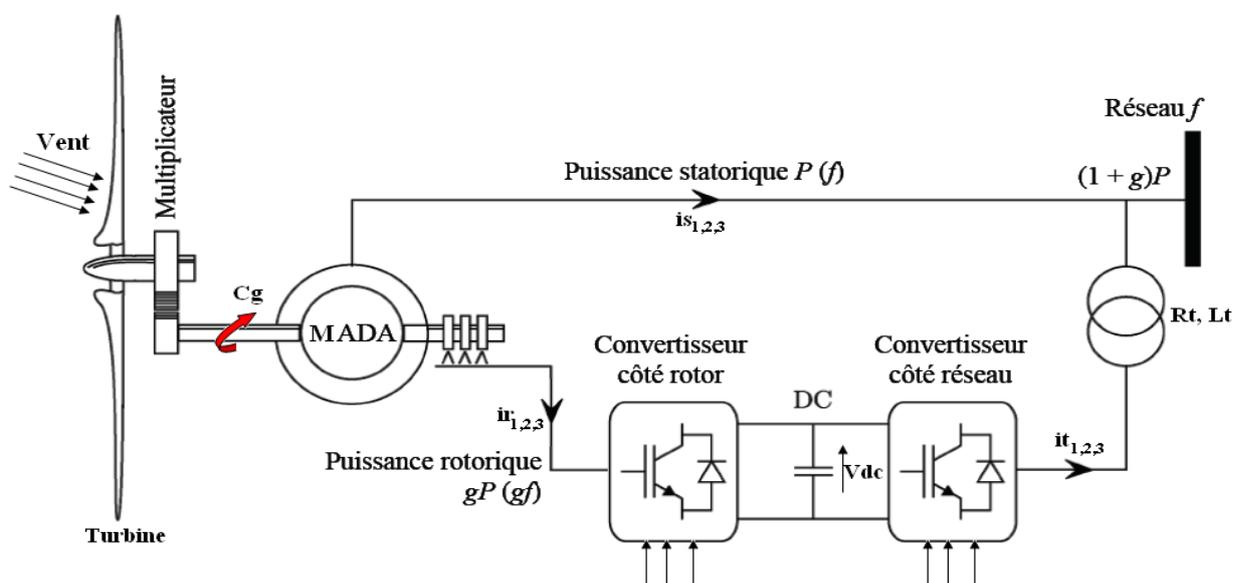


Fig. II.1. Système de conversion éolienne à base de la MADA

II.2. MODELE DE LA TURBINE

Considérons une turbine éolienne munie de pales de longueur R entrainant une génératrice à travers un multiplicateur de vitesse de gain G Fig. II.2.

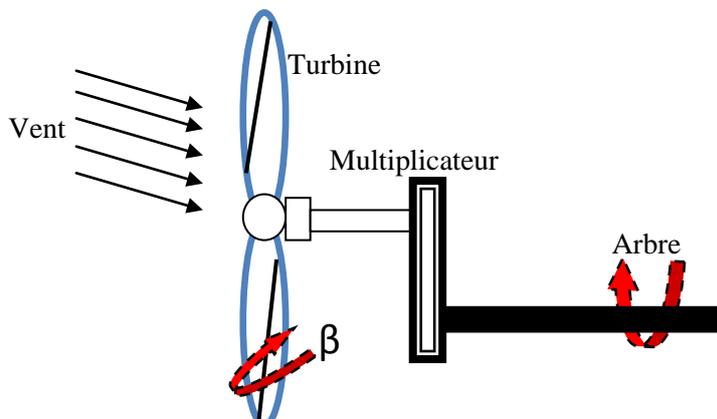


Fig. II.2. Turbine éolienne.

II.2.1. Modèle des pales

La puissance cinétique du vent est donnée par.

$$P_v = \frac{\rho \cdot S \cdot V^3}{2} \quad (\text{II.1})$$

La turbine permet de convertir l'énergie aérodynamique du vent en énergie mécanique. Son couple aérodynamique $C_{aéro}$ est donné par l'expression suivante [PEN10] :

$$C_{aéro} = \frac{1}{2\Omega_t} C_p(\lambda, \beta) \rho S V^3 \quad (\text{II.2})$$

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

$$P_{aéro} = C_p(\lambda, \beta) P_v = C_p(\lambda, \beta) \frac{\rho S V^3}{2} \quad (\text{II.3})$$

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

$$\lambda = \frac{R \cdot \Omega_t}{V} \quad (\text{II.4})$$

Pour une éolienne de 7.5Kw, l'expression du coefficient de puissance est donnée par:

$$C_p = f(\lambda, \beta) = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda_i} - C_3 - C_4 \right) \exp\left(\frac{-C_5}{\lambda_i}\right) + C_6 \lambda \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (\text{II.6})$$

$$C_1 = 0.5176, \quad C_2 = 116, \quad C_3 = 0.4, \quad C_4 = 5, \quad C_5 = 21, \quad C_6 = 0.0068;$$

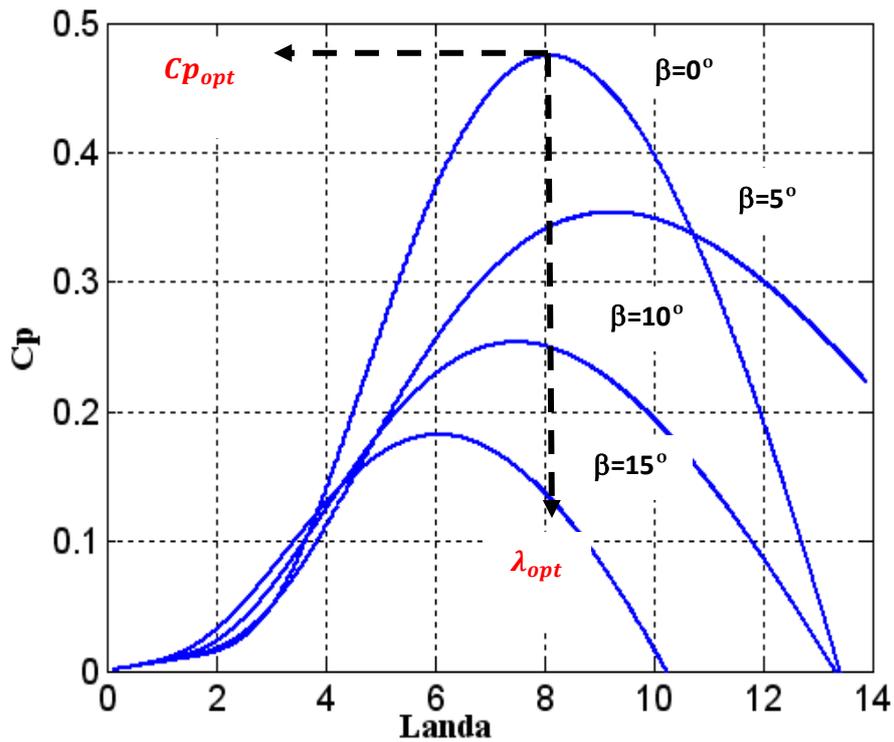


Fig. II.3. Coefficient aérodynamique en fonction du ratio de vitesse de la turbine de puissance 7.5Kw.

La REM et le schéma bloc des pales étudiées sont représentés en Fig. II.4.

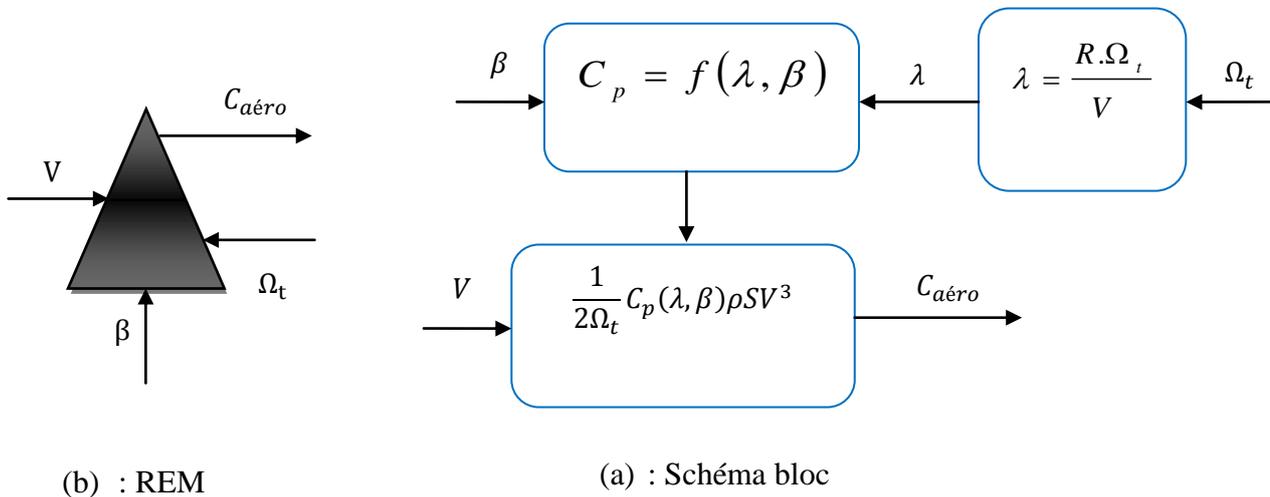


Fig. II.4. REM et Schéma bloc du modèle des pales. [GHE11]

II.2.2. Modèle du multiplicateur de vitesse

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

$$\Omega_t = \frac{1}{G} \Omega \quad (\text{II.7})$$

$$C_g = \frac{1}{G} C_{aéro} \quad (\text{II.8})$$

La REM et le schéma bloc du multiplicateur de vitesse sont représentés en Fig. II.5.

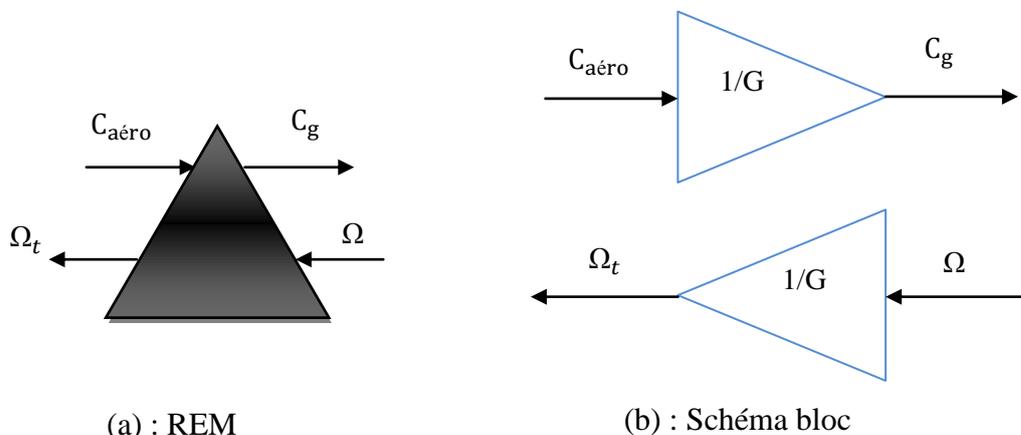


Fig. II.5. REM et Schéma bloc du modèle du multiplicateur de vitesse.

II.2.3. Modèle de l'arbre mécanique

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

$$J = J_g + J_t G^2 \quad (\text{II.9})$$

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

$$C_{méc} = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.10})$$

$$C_{méc} = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad (\text{II.11})$$

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

$$C_{vis} = K_f \cdot \Omega \quad (\text{II.12})$$

En remplaçant (II.11) et (II.12) dans (II.10), nous avons :

$$C_g - C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \cdot \Omega \quad (\text{II.13})$$

A partir des équations précédentes la REM et le schéma bloc de l'arbre mécanique sont représentés comme suit :

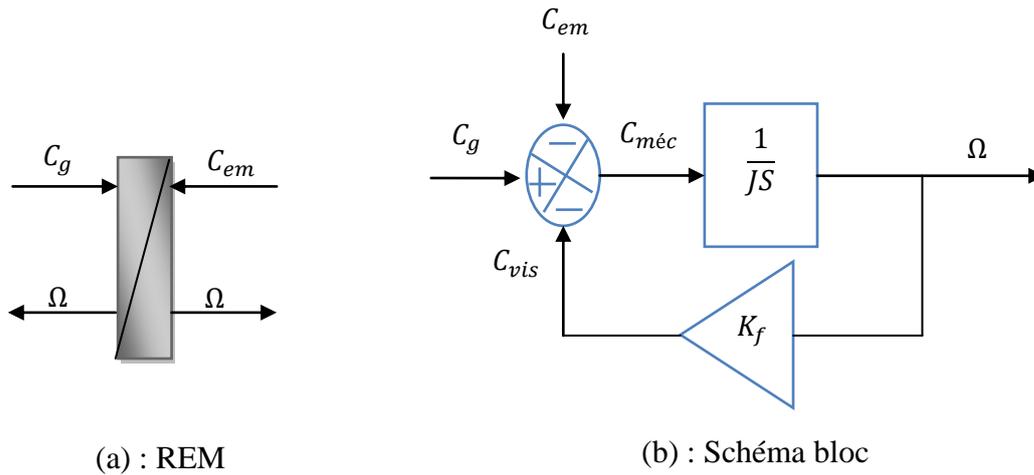


Fig. II.6. REM et Schéma bloc du modèle de l'arbre mécanique

La REM et le schéma bloc représentant le modèle de l'ensemble de la chaîne cinématique de la turbine figure II.7, sont obtenus en regroupant les composantes respectives développées précédemment Fig. II.4, 5,6.

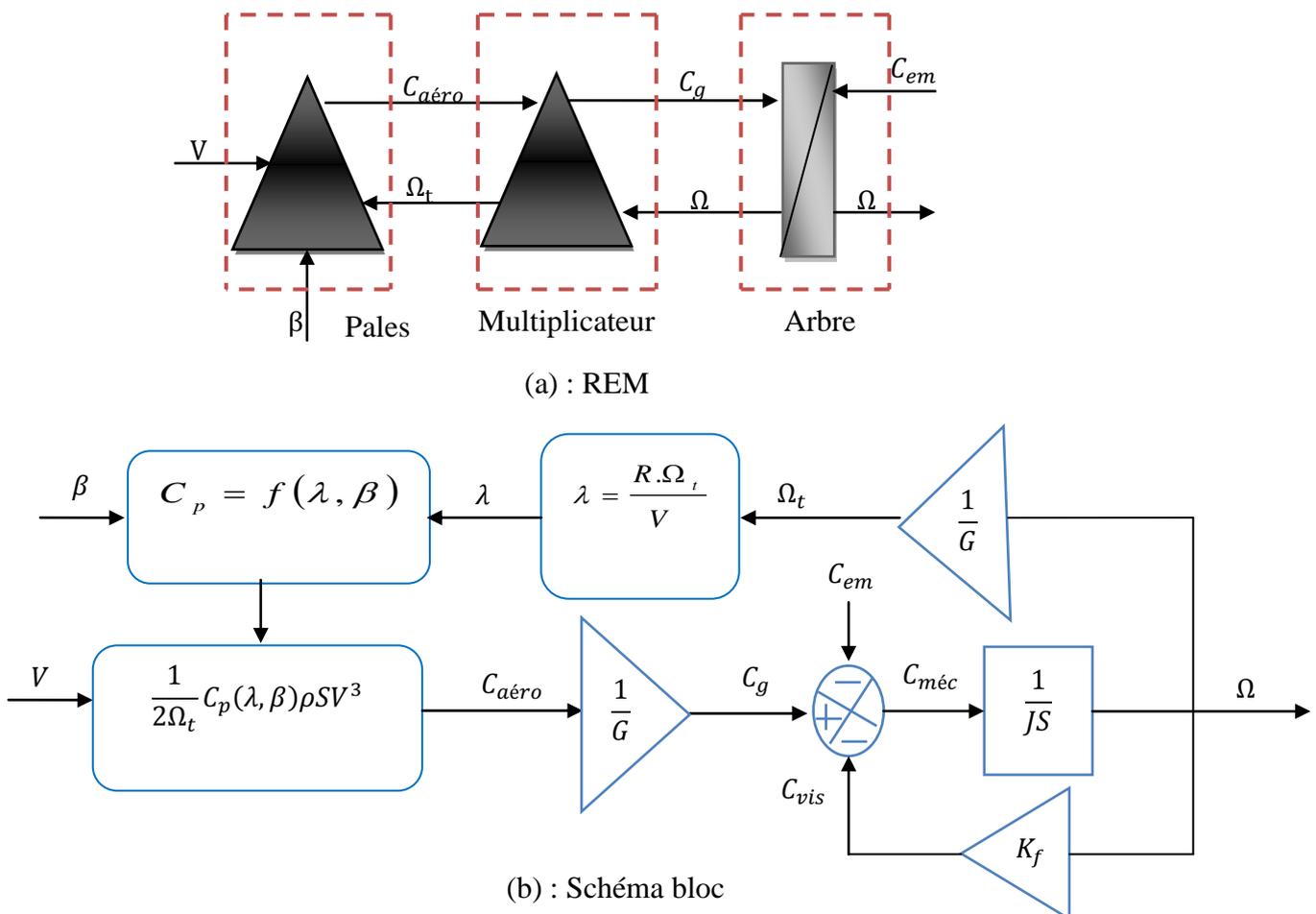


Fig. II.7. REM et Schéma bloc du modèle de toute la turbine éolienne

Cette figure montre que la turbine produit un couple aérodynamique $C_{aéro}$ à partir de la puissance cinétique P_v du vent et par action de l'angle d'orientation des pales β . Le multiplicateur de vitesse transforme le couple aérodynamique $C_{aéro}$ de la turbine en couple du multiplicateur C_g et en même temps, il transforme la vitesse mécanique Ω en vitesse de la turbine Ω_t .

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

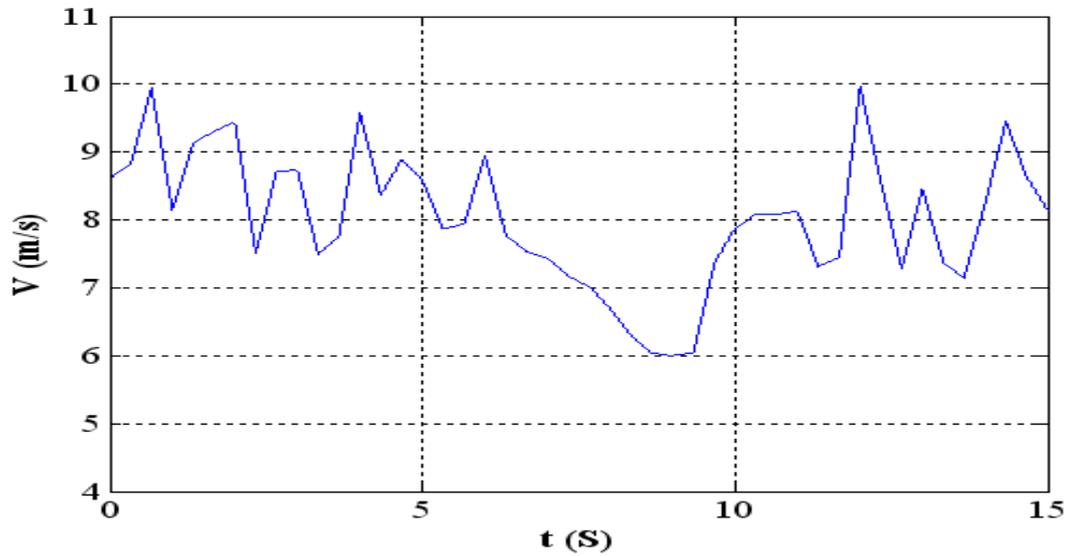
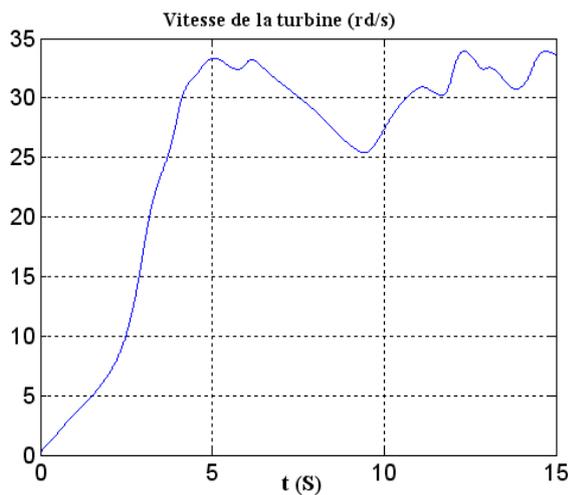
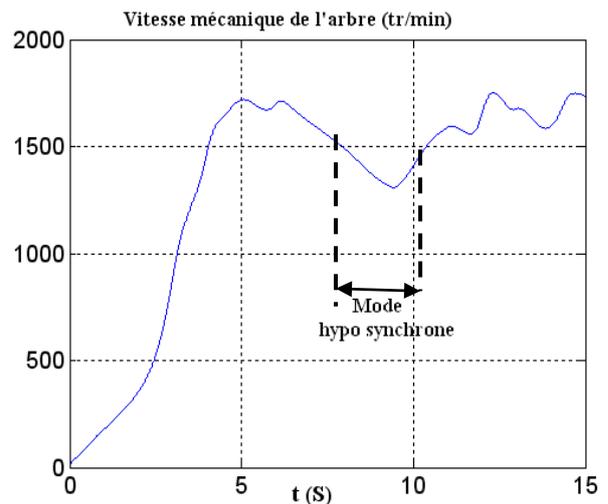


Fig. II.8. Profil du vent appliqué à la turbine pendant 15 secondes.

Un essai de simulation a été effectué en utilisant le profil du vent montré sur la figure II.8. La vitesse de la turbine et la vitesse mécanique de l'arbre sont illustrées respectivement sur la figure II.9. Il est à noter que pendant la durée 15s le système éolien passe par les deux modes de fonctionnement hypo et hyper synchrone.

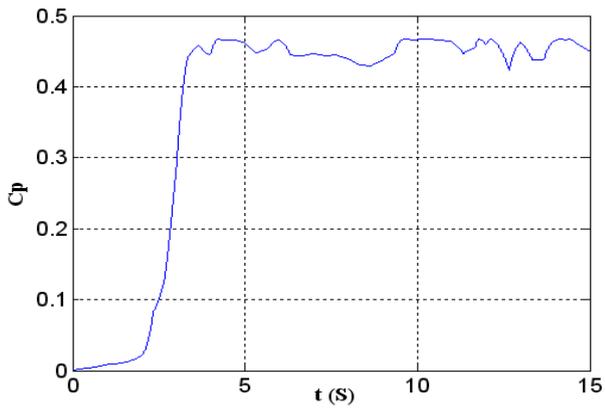


(a) : Vitesse de la turbine

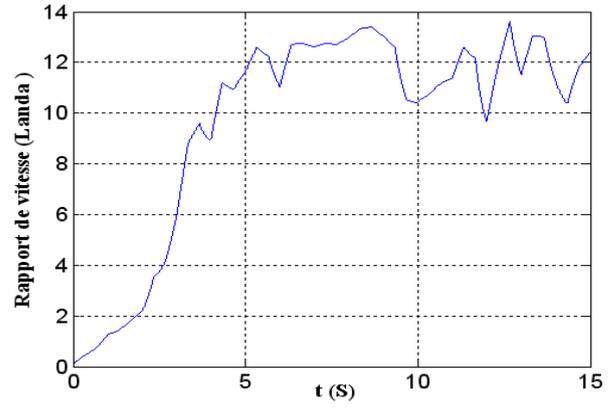


(a) : Vitesse mécanique de l'arbre

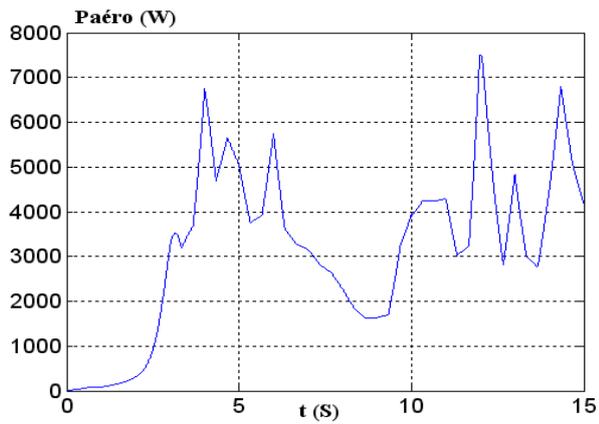
Fig. II.9.a. Allure des vitesses.



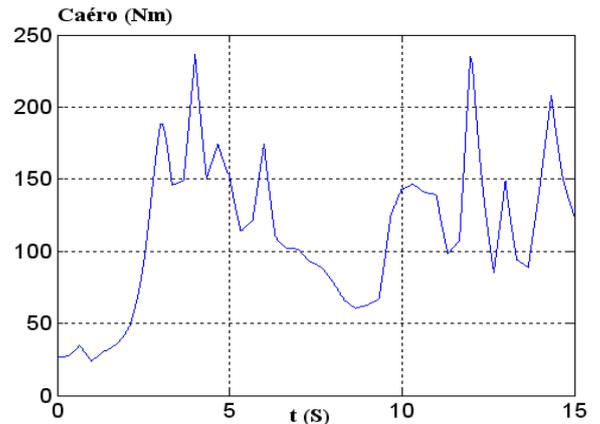
(a) : Coefficient de puissance C_p



(b) : Rapport des vitesses λ

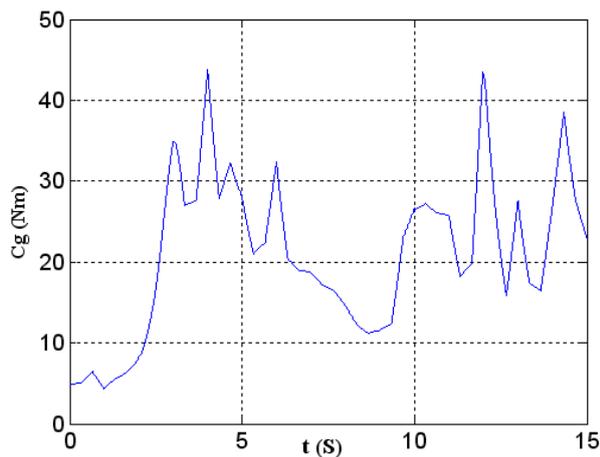


(c) : Puissance aérodynamique $P_{aéro}$

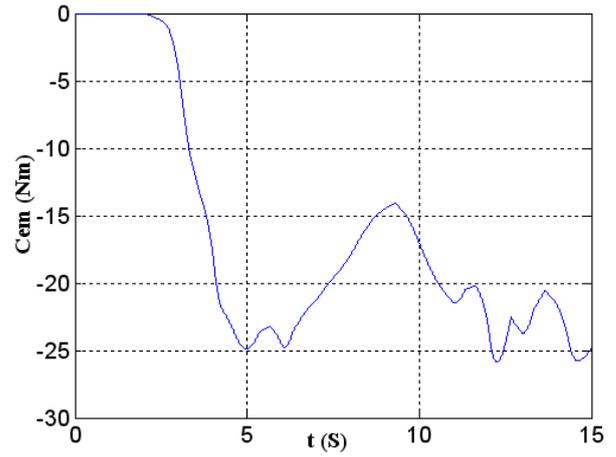


(d) : Couple aérodynamique $C_{aéro}$

Fig. II.9.b. Allure des grandeurs aérodynamique



(e) : Couple du multiplicateur C_g



(f) : Couple électromagnétique C_{em}

Fig. II.9.c. Allure des couples

La Fig. II.9.a, b et c présentent respectivement les grandeurs caractérisant la turbine éolienne en fonction du temps. On vérifie, que les valeurs de coefficient de puissance n'atteignent pas la valeur théorique maximale donnée par Benz (0.59).

II.3. STRATEGIE DE MAXIMISATION DE PUISSANCE MPPT

L'objectif de cette stratégie est double, d'une part de protéger l'éolienne contre le vent fort et d'autre part de délimiter la puissance. En effet, la turbine éolienne est dimensionnée pour fournir une puissance nominale P_n à une vitesse de vent nominale V_n , au-delà de cette vitesse les paramètres de la turbine doivent évoluer afin de fournir la puissance nominale et de ne pas produire au-delà d'une vitesse maximale V_M qui pourrait endommager la turbine. On peut définir quatre zones de fonctionnement Fig. II.9.d.

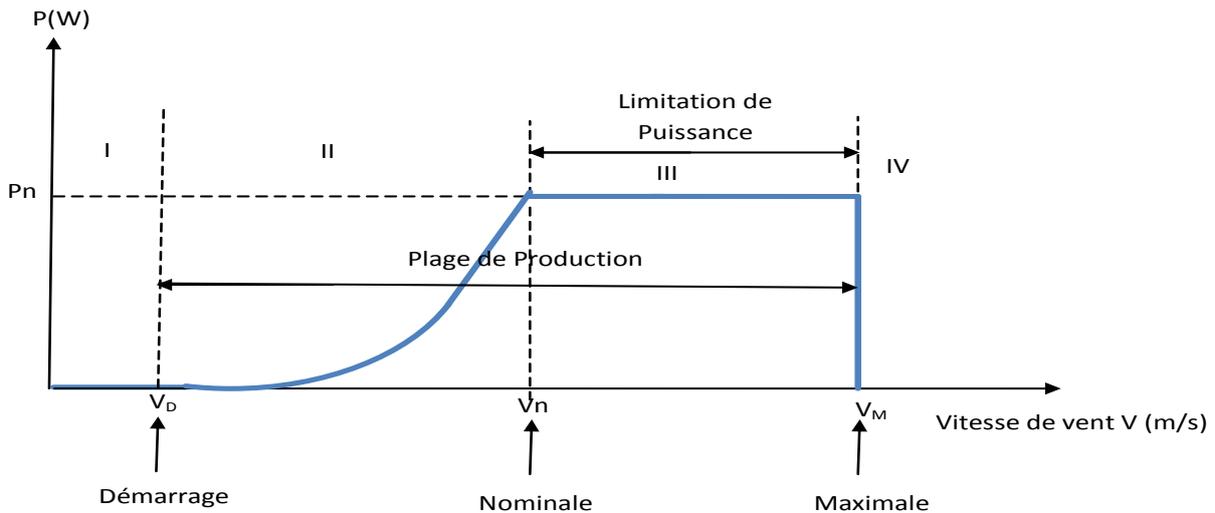


Fig. II. 9. d. Courbe typique de la puissance produite d'un aérogénérateur à vitesse variable.

- ❖ La zone I, zone de démarrage de la machine ou la vitesse du vent est inférieure à la vitesse de démarrage V_D de l'éolienne. Dans ce cas, la turbine ne fonctionne pas et ne produit pas d'énergie ($P_{turbine}=0$) ;
- ❖ La zone II, dans laquelle la puissance fournie sur l'arbre dépend de la vitesse du vent V ;
- ❖ La zone III, ou généralement la vitesse de rotation est maintenue constante par un dispositif de régulation et où la puissance $P_{turbine}$ fournie reste sensiblement égale à P_n ;
- ❖ La zone IV, dans laquelle le système de sûreté du fonctionnement arrête la rotation et le transfert de l'énergie, lorsque la vitesse du vent dépasse la vitesse maximale admissible par l'éolienne V_M . Il faut donc limiter la puissance captée par l'aérogénérateur lorsque le vent devient trop important.

Le caractère aléatoire du vent pose le problème de la régulation de l'énergie fournie aux consommateurs par les aérogénérateurs. L'optimisation de la puissance dans la charge, ou le réseau récepteur, peut s'effectuer par des commandes sur la turbine, soit sur le générateur électrique lui-même et/ou sur les paramètres de commande du convertisseur électronique de puissance. Si la vitesse de rotation de l'éolienne est en permanence adaptée à la vitesse du vent, le lieu des points de fonctionnement à puissance maximale décrit la courbe de puissance de la zone II. L'objectif de la commande dans cette zone est de suivre la courbe de puissance maximale entre la vitesse du vent au

démarrage et la vitesse du vent nominale, avec laquelle la vitesse de rotation est maximale et la puissance extraite est nominale qui correspond à un couple C_p maximal, l'angle de calage des pales β est maintenu constant.

Pour l'éolienne utilisée dans notre travail, la valeur maximale de C_p ($C_{pmax} = 0.47$) est atteinte pour $\beta=0$ et $\lambda = 8.1$ (Fig. II.3). Cette valeur particulière de λ est définie comme étant la valeur nominale λ_{nom} .

Les éoliennes utilisées pour la production d'électricité doivent permettre de produire un maximum de puissance en exploitant au mieux l'énergie disponible dans le vent. C'est pour cela que de nombreux systèmes de commande de l'éolienne, agissant au niveau de la partie mécanique par l'intermédiaire de l'angle de calage des pales ou électrique par la commande de la machine électrique via l'électronique de puissance, sont développés pour maximiser la conversion d'énergie [GHE11], [BEL11].

Actuellement, les stratégies adoptées visent à extraire le maximum de puissance du vent [BEL11]. Cette puissance est extraite lorsque la turbine fonctionne au coefficient de puissance maximale. La recherche du maximum se fait en permanence et l'éolienne s'adapte donc à chaque variation de vent pour être dans une configuration d'extraction maximale de puissance [RAM00] [GHE11]. Dans notre travail, nous représentons deux stratégies de maximisation de la puissance :

- ✓ Stratégie de maximisation de la puissance sans asservissement de vitesse ;
- ✓ Stratégie de maximisation de la puissance avec asservissement de vitesse.

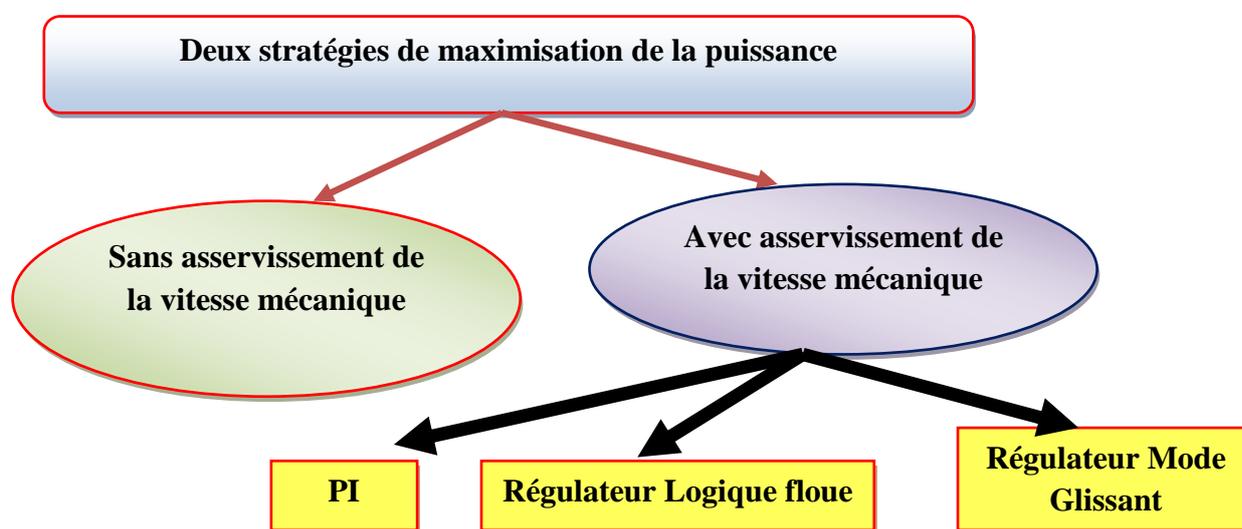


Fig. II.10. Stratégies de commande de la turbine

II.3.1. Stratégie de maximisation de la puissance avec asservissement de vitesse.

Cette technique consiste à ajuster la vitesse de rotation de la turbine à sa valeur de référence quel que soit la vitesse du vent considérée comme grandeur perturbatrice afin d'obtenir le maximum de puissance générée, donc le maximum du couple électromagnétique, qui correspond à la zone II de la caractéristique de fonctionnement de l'éolienne [ELA04].

La puissance mécanique de la génératrice est donnée par :

$$P_{méc} = C_{méc} \Omega_{méc} \quad (II.14)$$

On suppose que la machine électrique et son variateur sont idéaux et donc, quelle que soit la puissance générée, le couple électromagnétique développé est à tout instant égale à sa valeur de référence $C_{em} = C_{em-ref}$.

Le couple électromagnétique de référence C_{em-ref} permettant d'obtenir une vitesse mécanique de la génératrice égale à la vitesse de référence Ω_{ref} est donné par la relation suivante :

$$C_{em-ref} = Reg(\Omega_{ref} - \Omega_{méc}) \quad (II.15)$$

Cette vitesse de référence dépend de la vitesse de la turbine à fixer $\Omega_{turbine-ref}$ pour maximiser la puissance extraite. En tenant en compte du gain du multiplicateur, on a donc :

$$\Omega_{ref} = G \cdot \Omega_{turbine-ref} \quad (II.16)$$

La référence de la vitesse de la turbine permettant d'obtenir une valeur maximale du couple, le coefficient de puissance C_{pmax} est obtenue à partir de l'équation suivante :

$$\Omega_{turbine-ref} = \frac{\lambda_{opt} V}{R} \quad (II.17)$$

L'action des correcteurs de vitesse doit accomplir deux tache ;

- ❖ Asservis la vitesse mécanique à sa valeur de référence ;
- ❖ Atténuer l'action du couple éolien qui constitue une entrée perturbatrice.

Le schéma bloc de cette stratégie est donné par la Fig. II.11

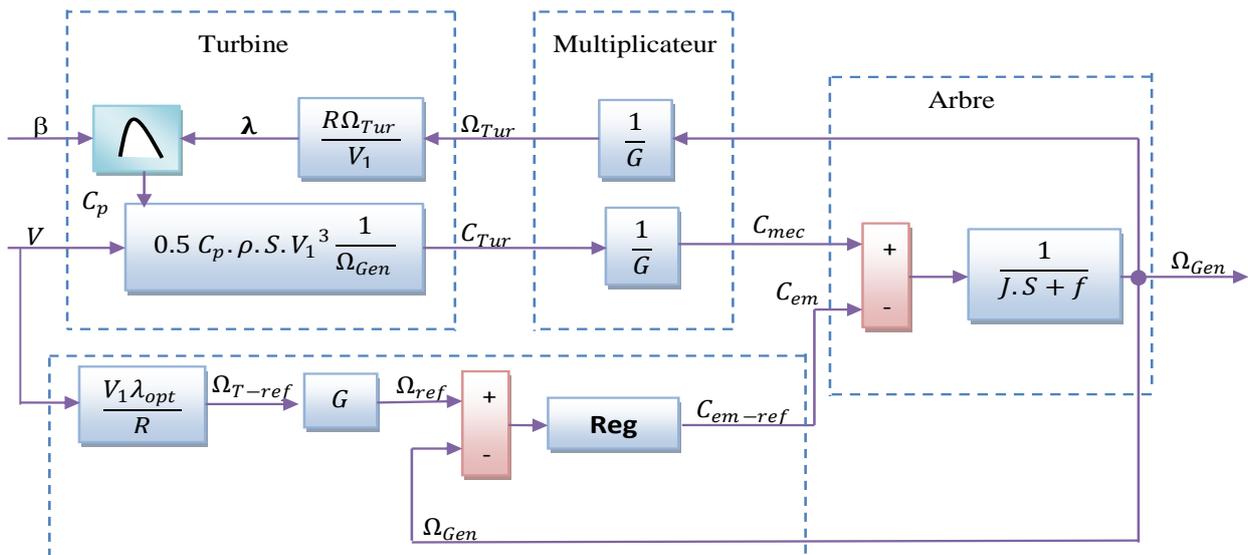


Fig. II.11. Contrôle MPPT avec Asservissement de la vitesse mécanique

II.3.1.1. Asservissement de vitesse de la turbine

En générale, l'objectif d'un système de commande est de minimiser l'écart $e(t)$ entre la sortie d'un système et une valeur de consigne désirée. Cet écart peut être dû, soit à un changement de consigne, soit à des perturbations agissant sur le système. Pour choisir un bon réglage du régulateur, on prend en compte l'amplitude maximum de l'écart et la durée nécessaire pour qu'il s'annule après une perturbation ou un changement de consigne. Dans notre travail, le réglage de vitesse est réalisé par trois types de régulateurs comme il est présenté dans la figure II.10.

II.3.1.1.1. Réglage de vitesse par régulateur de type classique PI

L'approche la plus classique utilisée dans notre travail consiste à contrôler la vitesse par un régulateur PI. Dans l'objectif d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, un correcteur proportionnel intégral est utilisé (MADA). Les performances obtenues (stabilité, précision, temps de réponse) sont satisfaisantes pour un tel système électromécanique. Cependant le couple peut présenter un dépassement important qui peut nuire au fonctionnement du système, pour palier à ce problème on utilise une limitation de la référence du couple à la sortie du correcteur, la vitesse à régler se définit à partir de l'équation mécanique, la structure du régulateur de vitesse est montrée sur la figure II.11.a.

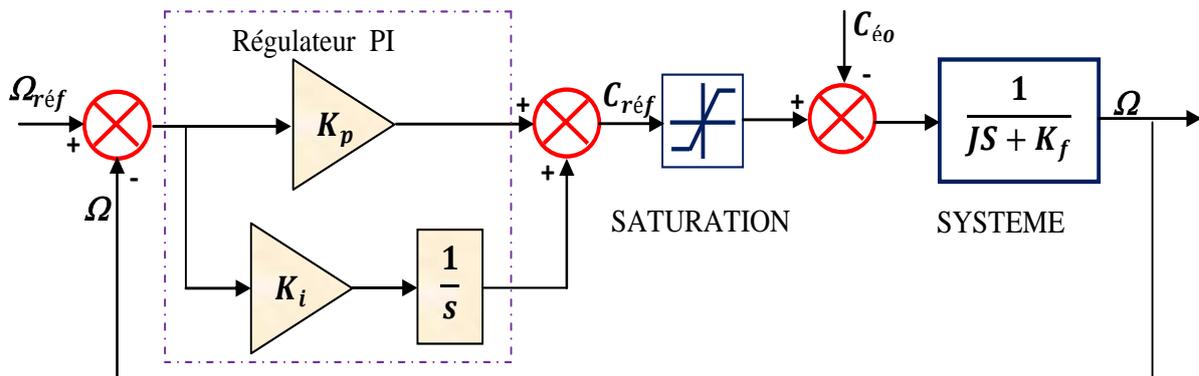


Fig. II.11.a. Schéma bloc de la régulation de vitesse par régulateur PI

La partie mécanique du système est représentée par l'équation de transfert établie à partir de l'équation mécanique de la machine utilisée. Le calcul des paramètres du régulateur (les deux gains K_p et K_i sont réalisés en spécifiant une réponse en boucle fermée).

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés [BOUH07] [BOUD09]. Voir figure (II.11.b)

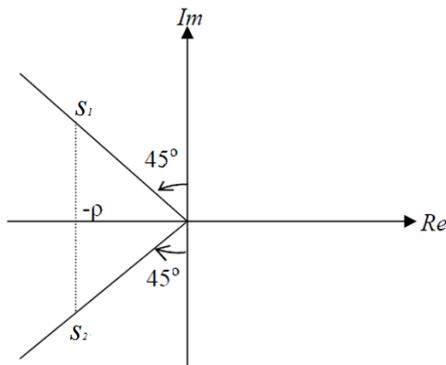


Fig. II.11.b. Structure de réglage de la vitesse de la MADA

Les expressions des paramètres du régulateur sont alors calculées selon (II.17.a)

$$\begin{cases} K_p = 2j\rho - f \\ K_i = 2j\rho^2 \end{cases} \quad (\text{II.17.a})$$

En prenant $s_{1,2} = -\rho \mp \rho j$ (II.17.b)

Afin d'éviter que l'intégrale accumule l'écart au-delà de valeurs pouvant conduire à des saturations, il est judicieux de limiter le couple entre T_{\max} et T_{\min} définis au préalable.

II.3.1.1.2. Réglage de vitesse par régulateur de type logique floue (voir Annexe A)

Les régulateurs à base de la logique floue sont des candidats idéaux pour la commande de tels systèmes, malheureusement il n'existe pas de méthodes précises pour la détermination de la stratégie de réglage. Cette dernière doit être construite par tâtonnement à l'aide des tests sur le système à régler. D'un autre côté, ces approches présentent une bonne robustesse aux variations paramétriques et aux bruits de mesure, leurs conditions informatiques, le temps d'élaboration et le besoin de la connaissance expert du système, limitent les applications actuelles à une gamme limitée et parfois bien spécifique.

La majorité des régulateurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-variables. Ce schéma est représenté comme suit:

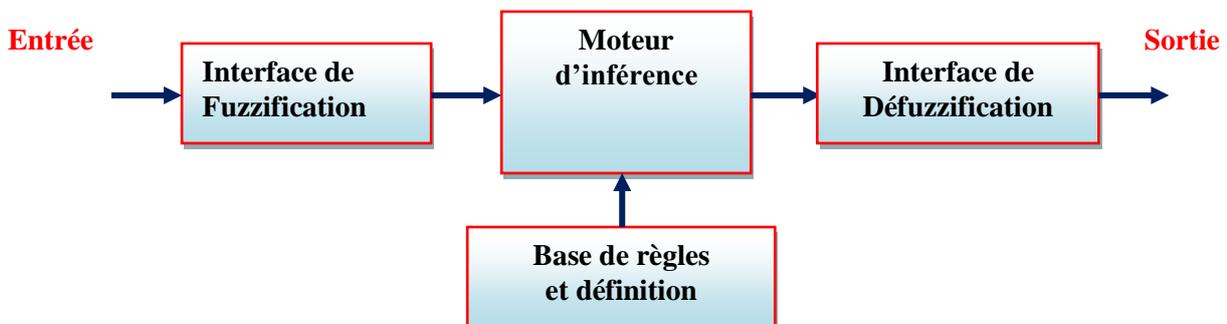


Fig. II.11.c. Structure d'un système flou

Le traitement réalisé par un système d'inférence flou est divisé en trois tâches essentielles [RAB03], [HAM13]:

- ✓ La fuzzification transforme une valeur numérique de l'entrée en une valeur floue.
- ✓ L'inférence, produit l'image de la partie floue issue de la fuzzification par une relation floue R, généralement construite à partir de règles.
- ✓ La défuzzification transforme la partie floue issue de l'inférence en une valeur numérique en sortie. La défuzzification constitue alors une prise de décision.

La mise en œuvre de ces trois étapes de traitement dépend de la nature des sous-ensembles flous utilisés. En d'autres termes, ces sous-ensembles peuvent être de type numérique ou symbolique. De même, la relation floue R peut être numérique (liant des nombres entre eux), symbolique (liant des symboles entre eux), ou bien hybride (numérique et symbolique). La boucle pour le réglage de la vitesse mécanique de la machine Ω contient un régulateur flou dont les variables linguistiques sont en entrée ; l'erreur et la variation de l'erreur (e et Δe) et en sortie ; la variation de la commande (ΔU), U représente la variation de T_e pour le régulateur de la vitesse [HAM13].

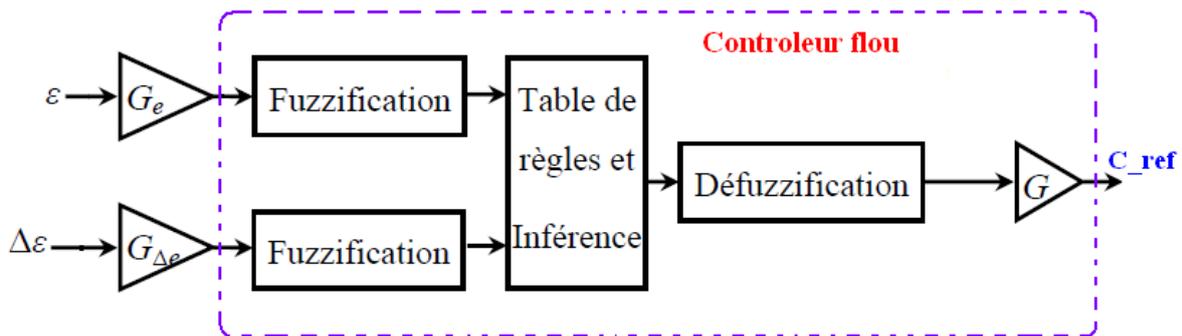


Fig. II.11.d. Schéma bloc de régulation de vitesse à contrôleur flou.

Ou G_e , $G_{\Delta e}$ et G_u sont des gains associés à e , Δe et u respectivement. En jouant sur ces gains pour assurer la stabilité et établir les performances dynamiques et statiques désirées. L'intervalle d'intérêt de chaque variable linguistique en entrée et en sortie est subdivisé en trois, cinq et sept classes pour obtenir respectivement neuf, vingt-cinq et quarante-neuf règles. Dans ce travail nous avons mené pour les variables d'entrées et la variable de sortie un régulateur flou sept ensembles, dans le but de trouver les bonnes performances souhaitées pour le réglage, représenté ainsi par des fonctions d'appartenance comme le montre la figure II.11.e.

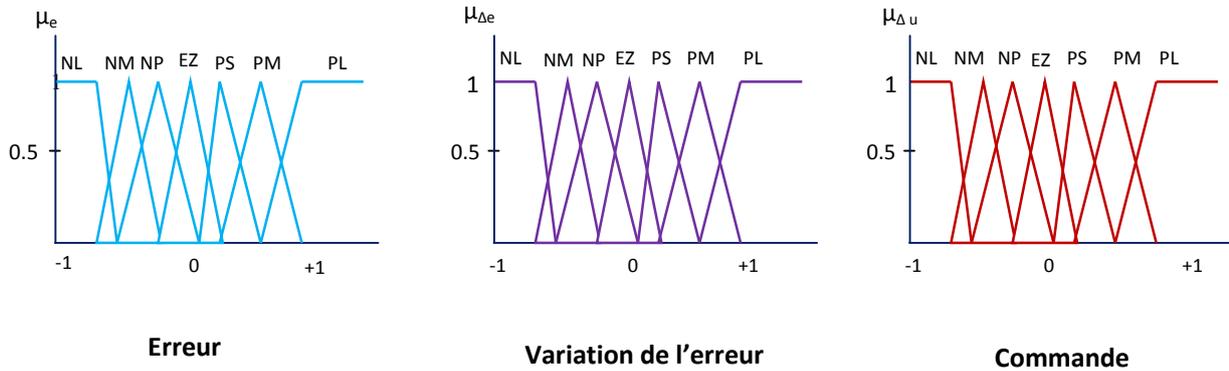


Fig. II.11.e. Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques.

Les règles floues permettent de déterminer le signal de sorti du régulateur en fonction des signaux d'entrées. Elles relient les signaux de sorties aux signaux d'entrés par des conditions linguistiques prenant en compte l'expérience acquise par un opérateur humain. Par exemple, si l'erreur et sa variation sont fortement négatives, alors, le signal de sortie doit être également fortement négatif. Au contraire, si l'erreur et sa variation sont environ zéro, alors, il sera de même pour la commande. Ces considérations nous ont conduits à adapter une table qui résume les règles choisies.

e \ Δe	NL	NM	NP	EZ	PS	PM	PL
NL	NL	NL	NL	NL	NM	NP	EZ
NM	NL	NL	NL	NM	NP	EZ	PS
NP	NL	NL	NM	NP	EZ	PS	PM
EZ	NL	NM	NP	EZ	PS	PM	PL
PS	NM	NP	EZ	PS	PM	PL	PL
PM	NP	EZ	PS	PM	PL	PL	PL
PL	EZ	PS	PM	PL	PL	PL	PL

Tableau. II.1: Table des règles de commandes à sept classes.

II.3.1.1.2. Réglage de vitesse par régulateur mode de glissant (voir Annexe B)

La conception du régulateur mode glissant se fait en trois étapes : [MOU12c]

- **Choix de la surface** : la surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif $r=1$ a la forme suivante.

$$S_{\Omega} = \Omega_{ref} - \Omega \quad (II.17.c)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}_{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (II.17.d)$$

En substituant l'équation mécanique de la machine dans (II.17.e), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}_{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \left[\frac{C_{em} - C_r - k_f \Omega}{J} \right] \quad (II.17.e)$$

Nous décomposons le couple électromagnétique C_{em} en deux entiers C_{em-eq} et C_{em-n} :

En remplaçant le couple par les deux entiers dans (II.17.e), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}_\Omega = \dot{\Omega}_{ref} - \left[\frac{(C_{em-eq} + C_{em-n}) - C_r - k_f \Omega}{J} \right] \quad (\text{II.17.f})$$

- **Condition de convergence** : durant le mode de convergence nous avons :

$$(S(\Omega)) (\dot{S}(\Omega)) \leq 0 \quad (\text{II.17.g})$$

- **Calcul de la commande** : L'algorithme de commande est défini par la relation :

$$C_{ref} = C_{em-eq} + C_{em-n} \quad (\text{II.17.h})$$

La forme la plus simple que peut prendre C_{em-n} est celle d'une fonction saturation :

$$C_{em-n} = K_\Omega \text{Sat}(S_\Omega) \quad (\text{II.17.k})$$

Le choix de K_Ω , se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur. Donc nous obtenons :

$$\dot{S}_\Omega = 0 \Rightarrow \begin{cases} C_{em-n} = K_\Omega \text{Sat}(S_\Omega) \\ C_{em-eq} = C_r + k_f \Omega - J \cdot \dot{\Omega}_{ref} \end{cases} \quad (\text{II.17.l})$$

II.3.2. Stratégie de maximisation de la puissance sans asservissement de vitesse.

Le principe de cette stratégie consiste à supposé que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent. Ce qui revient à négliger l'effet du couple des frottements visqueux C_{vis} ($C_{em} = 0$). Dans ces conditions, on aura :

$$C_{em} = C_{turbine} \quad (\text{II.18})$$

Le couple électromagnétique de réglage est déterminé à partir du couple éolien estimé, tel que :

$$C_{em-ref} = \frac{C_{t-estimé}}{G} \quad (\text{II.19})$$

Le couple éolien peut être déterminé à partir de la connaissance d'une estimation de la vitesse du vent et de la mesure de la vitesse mécanique :

$$C_{t-estimé} = \frac{1}{2\Omega_{t-estimé}} C_p \rho S V_{1estimé}^3 \quad (\text{II.20})$$

La vitesse estimée de la turbine est donnée par la relation suivante :

$$\Omega_{turbine-estimé} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (\text{II.21})$$

La mesure de la vitesse du vent apparaissant au niveau de la turbine étant délicate, une estimation de sa valeur peut être obtenue à partir de l'équation (II.4), tel que :

$$V_{estimé} = R \frac{\Omega_{turbine-estimé}}{\lambda} \quad (\text{II.22})$$

En regroupant ces quatre dernières équations ; on obtient une relation de contrôle :

$$C_{em-ref} = 0.5 \frac{\rho \pi R^5 C_p}{\lambda^3 G^3} \Omega_{mec}^2 \quad (\text{II.23})$$

Pour extraire le maximum de la puissance générée, il faut fixer le ratio de la vitesse à sa valeur nominale ($\lambda_{optimale}$), de manière à obtenir le coefficient de puissance (C_{pmax}). Le couple électromagnétique doit être réglé à la valeur du couple de référence suivante :

$$C_{em-ref} = 0.5 \frac{\rho \pi R^5 C_{pmax}}{\lambda_{opti}^3 G^3} \Omega_{mec}^2 \quad (II.24)$$

Cette expression montre que le couple de référence est proportionnel au carré de la vitesse de la génératrice. Le schéma bloc de cette stratégie est donné par la Fig. II.12.

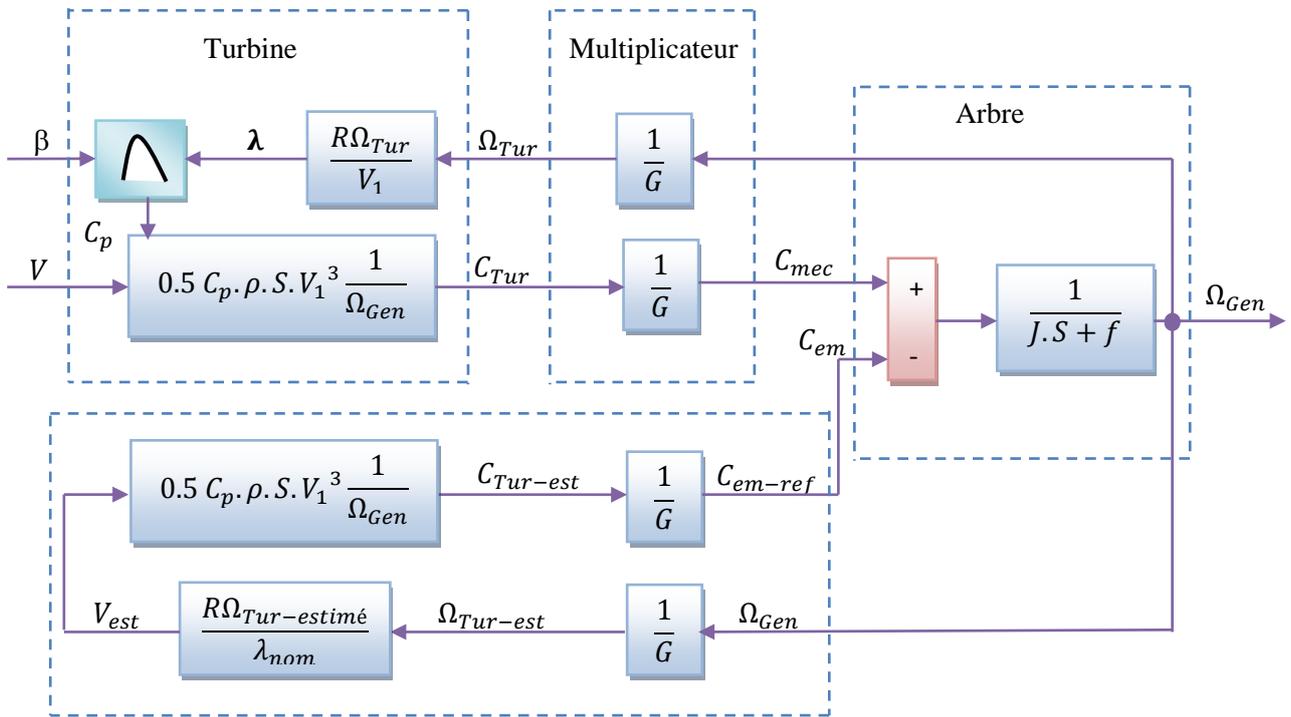


Fig. II.12. Contrôle MPPT sans Asservissement de la vitesse mécanique

II.3.3. Résultats des deux stratégies MPPT

Ces deux structures de commande ont été simulées en considérant le profil de vent figure II.13. Nous montrons les résultats obtenus pour les deux stratégies de commande M.P.P.T utilisées.

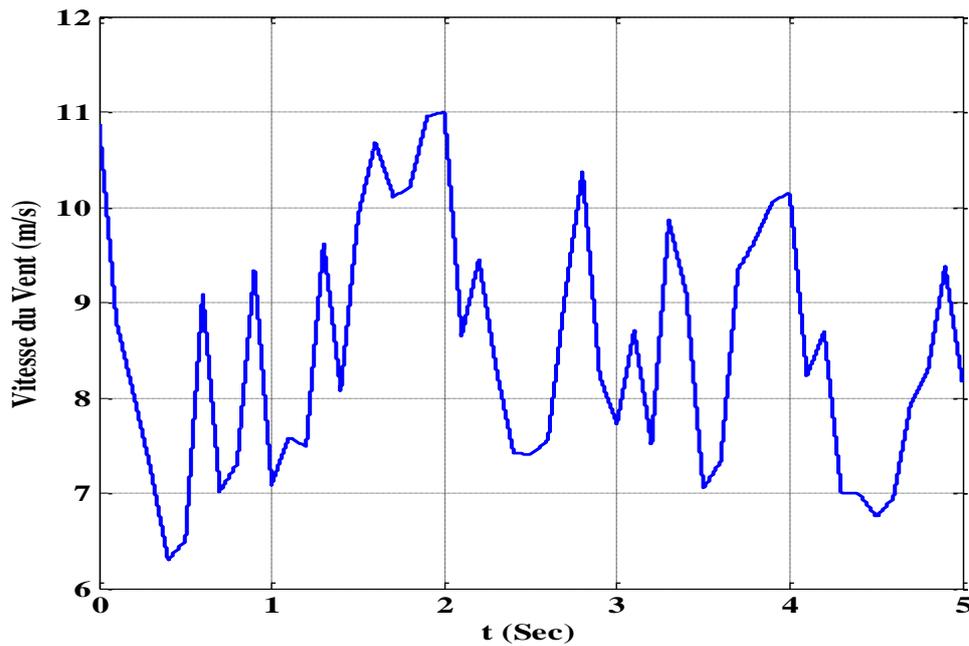


Fig. II.13. Profil du vent appliqué

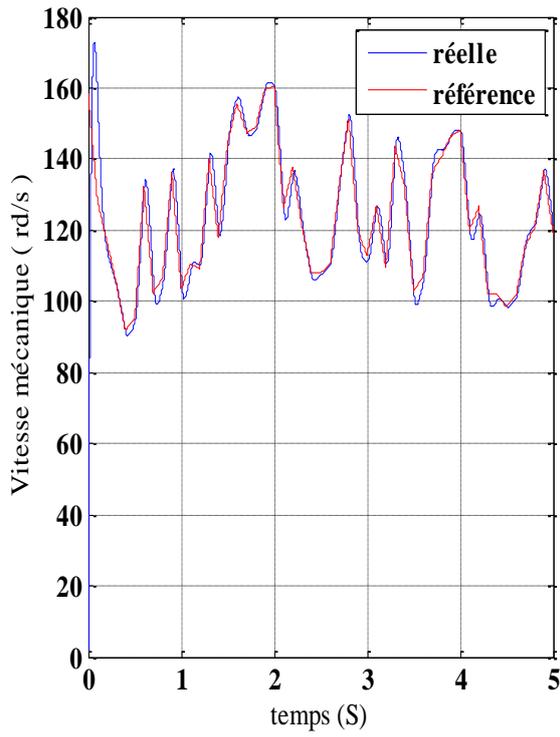
II.3.3.1. Résultats obtenus avec la structure de MPPT sans asservissement de vitesse

Les résultats de simulation correspondant à cet algorithme de commande montrent que les variations de vitesse mécanique sont adaptées à la variation de la vitesse du vent mais avec une dynamique lente Fig. II.17. La puissance aérodynamique est très fluctuante, de fait que le coefficient de puissance et le ratio de vitesse ne sont pas ajustés à leurs valeurs optimales.

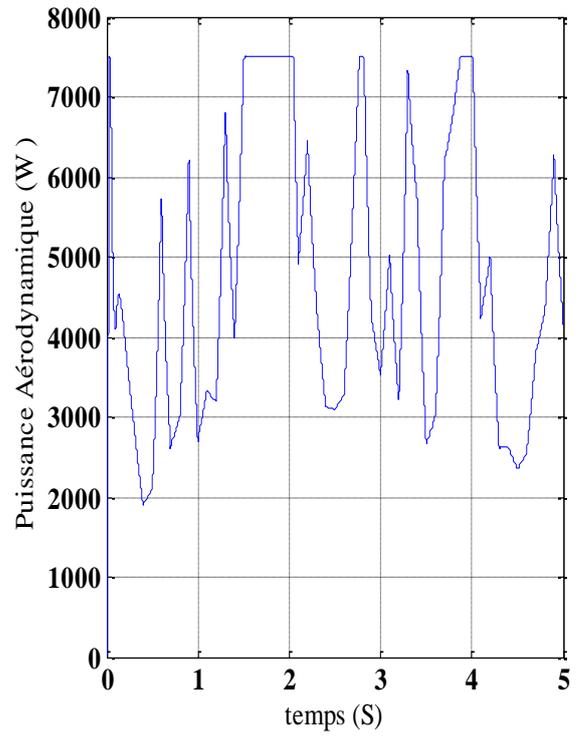
II.3.3.2. Résultats obtenus avec la structure de MPPT avec asservissement de vitesse

Dans cet algorithme, l'asservissement de vitesse est réalisé à l'aide des trois types des régulateurs (PI, logique floue et le mode glissant). Les résultats de simulation pour les trois types des régulateurs inhérents à cet algorithme sont montrés respectivement sur les figures II.14, 15, 16 ces résultats montrent qu'un meilleur contrôle en boucle fermée de la vitesse est obtenu en régime transitoire et en régime permanent.

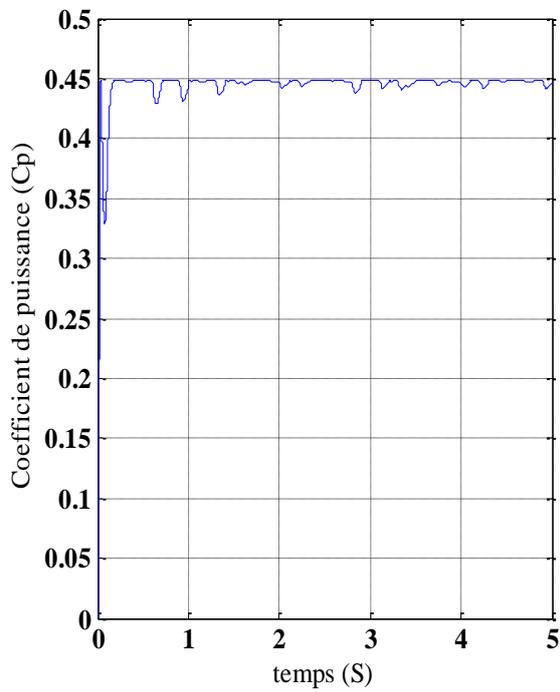
Ce contrôle est très dynamique et la puissance aérodynamique obtenue en régime transitoire est donc plus importante. Le coefficient de puissance et le rapport de vitesse sont ajustés à leurs valeurs optimales. Les résultats obtenus montrent les meilleures performances statiques et dynamiques, meilleurs poursuite de la consigne contrôlée (vitesse) et un temps de réponse souhaitable offertes par les trois régulateurs.



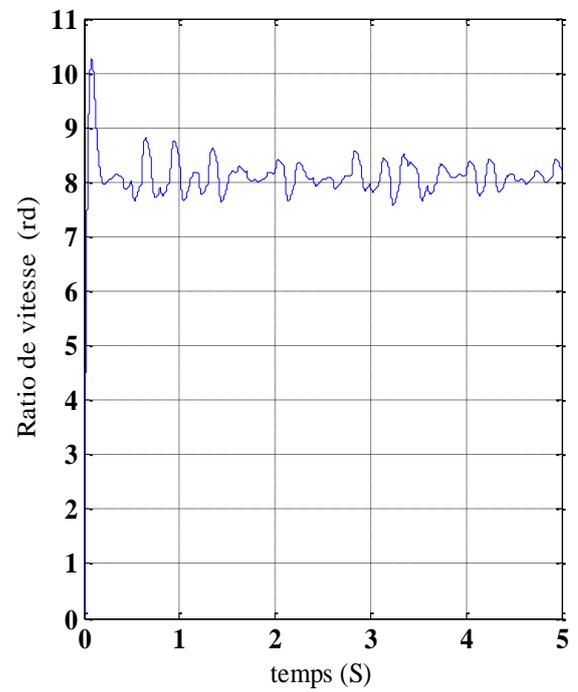
(a)



(b)

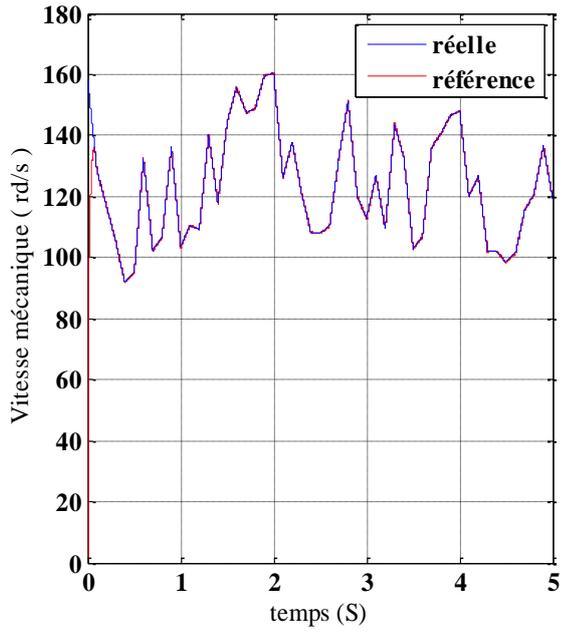


(c)

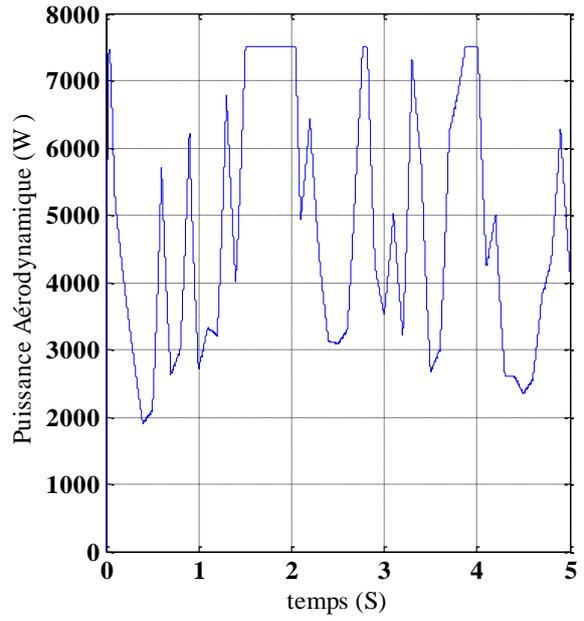


(d)

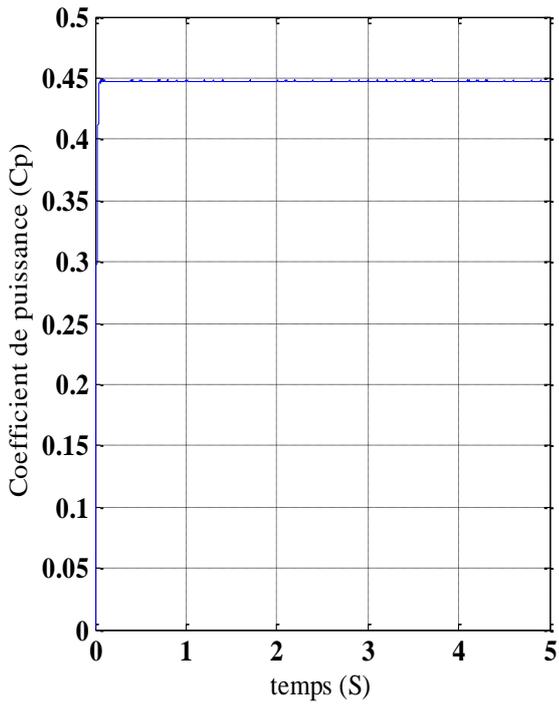
Fig. II.14. Résultats du MPPT obtenus avec régulateur PI



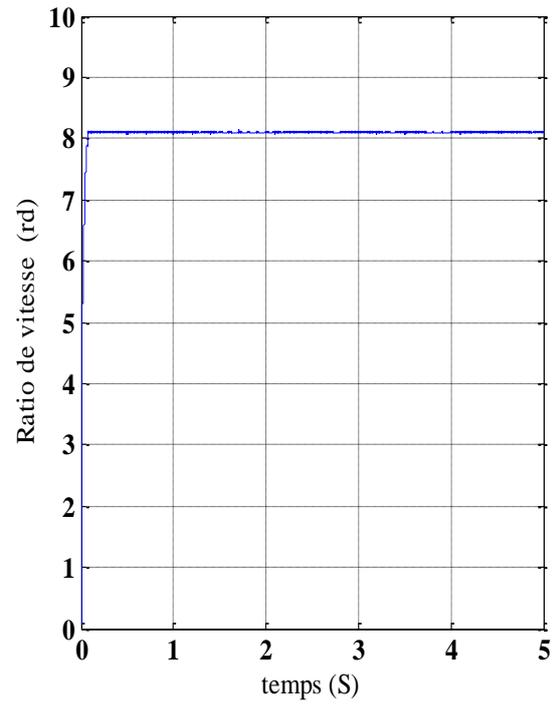
(a)



(b)

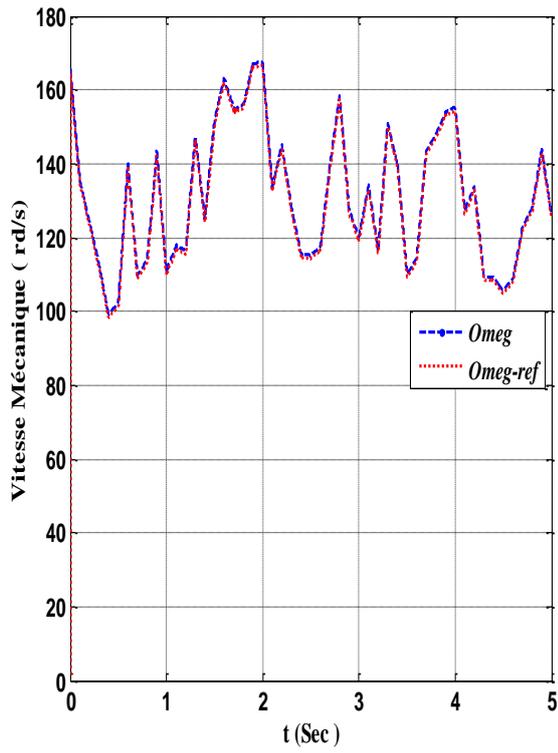


(c)

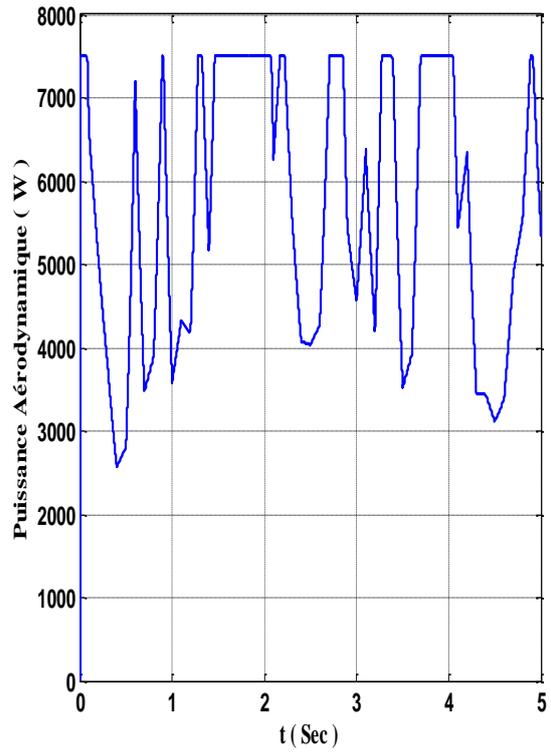


(d)

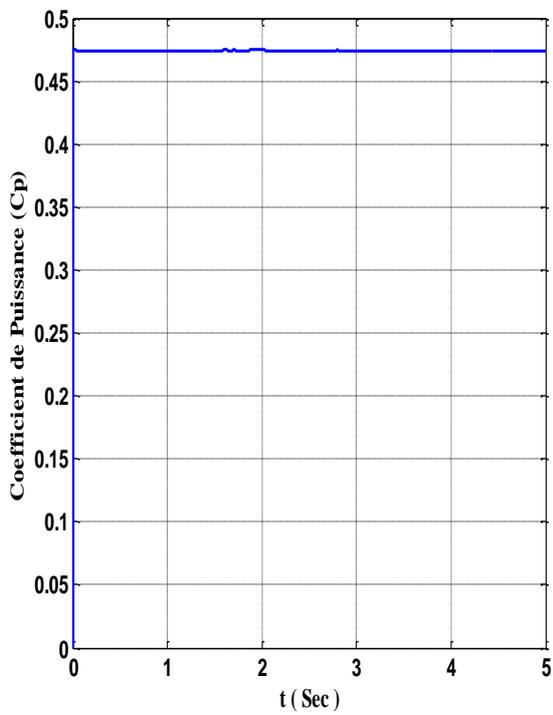
Fig. II.15. Résultats du MPPT obtenus avec régulateur fluo



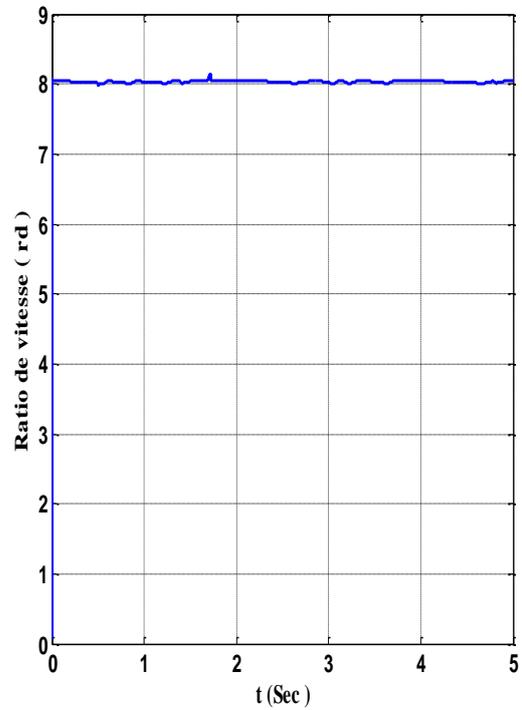
(a)



(b)



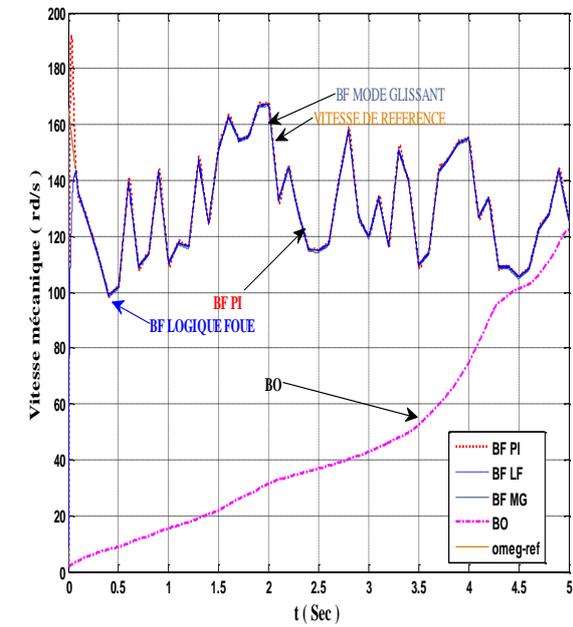
(c)



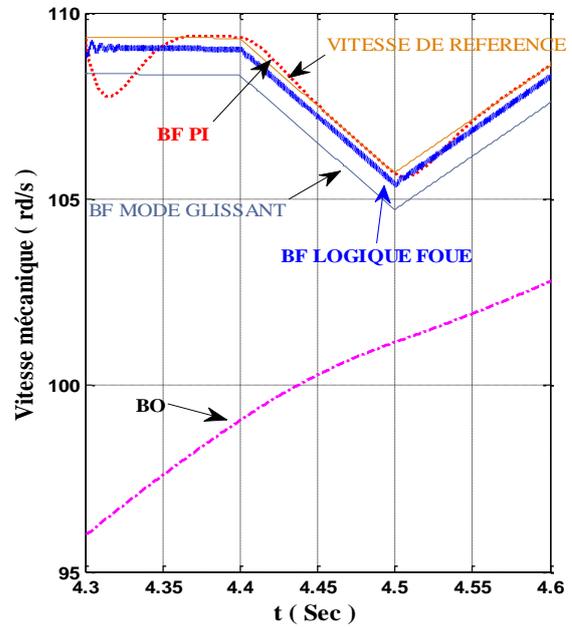
(d)

Fig. II.16. Résultats du MPPT obtenus avec régulateur mode glissant

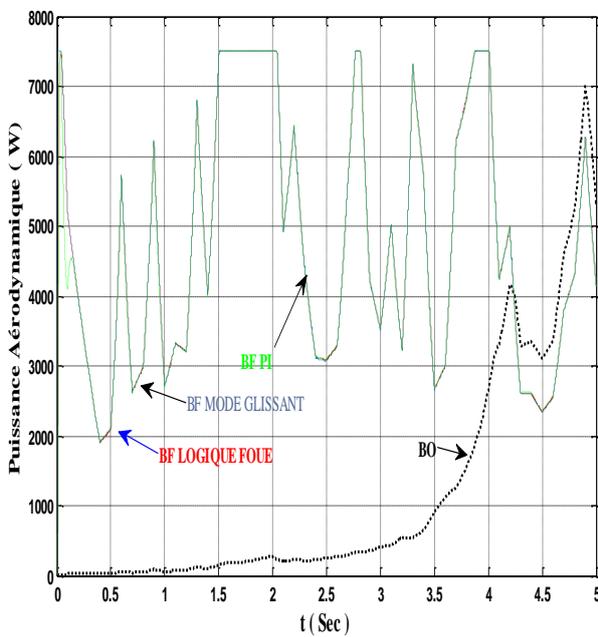
Afin de résumer ces résultats obtenus avec l'une ou l'autre stratégie de contrôle de vitesse (MPPT), les figures II.17-a, b montrent la vitesse mécanique ainsi que sa référence avec les trois régulateurs (B.F) et celle de la stratégie sans asservissement (B.O). Ceux des figures II.17-c, d présentent la puissance aérodynamique.



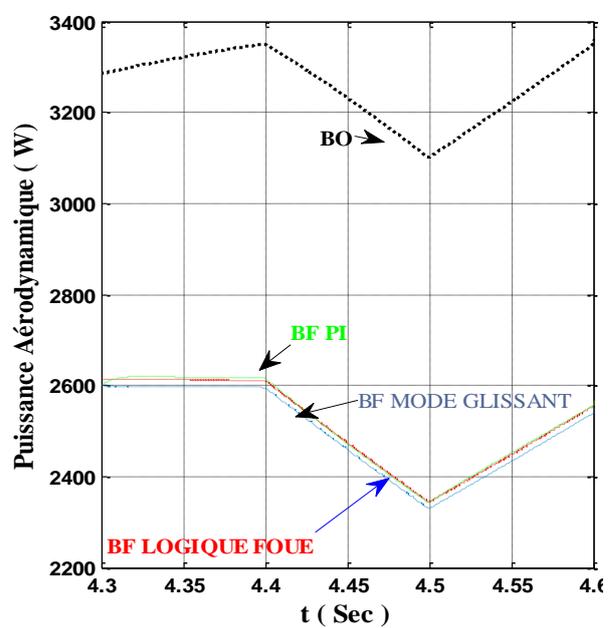
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. II.17. Zoom sur les résultats du MPPT obtenus avec deux stratégies

II.4. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

La machine est représentée par son modèle de Park [PEN10], [GHE11] dont les équations sont établies dans un référentiel où les puissances sont conservées. Les équations de la MADA dans un repère tournant à la vitesse électrique ω_s et pour un rotor tournant à la vitesse électrique $p\Omega$ sont données comme suit.

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \quad (\text{II.25})$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \quad (\text{II.26})$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \quad (\text{II.27})$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \quad (\text{II.28})$$

$$\phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (\text{II.16})$$

$$\phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (\text{II.17})$$

$$\phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (\text{II.18})$$

$$\phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (\text{II.19})$$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = p (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{II.20})$$

Les puissances active et réactive statorique et rotorique de la MADA sont respectivement.

$$P_s = (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) \quad (\text{II.21})$$

$$Q_s = (v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}) \quad (\text{II.22})$$

$$P_r = (v_{rd} i_{rd} + v_{rq} i_{rq}) \quad (\text{II.23})$$

$$Q_r = (v_{rq} i_{rd} - v_{rd} i_{rq}) \quad (\text{II.24})$$

La fréquence de la tension statorique étant imposée par le réseau électrique, la pulsation des courants rotoriques est donnée par :

$$\omega_r = (\omega_s - p\Omega) \quad (\text{II.25})$$

$$\begin{cases} \theta_s = \int_0^t \omega_s dt + \theta_{s0} \\ \theta_r = \int_0^t \omega_r dt + \theta_{r0} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

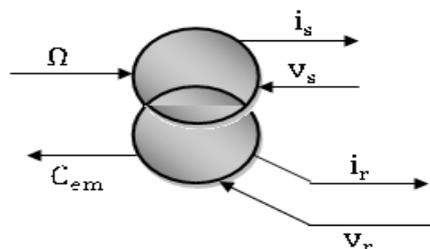


Fig. II.18. REM du modèle général de la MADA

II.4.1. Résultats du comportement de la MADA

Afin de voir le comportement de la machine asynchrone à double alimentation MADA de puissance 7.5KW, cette dernière a été simulée sous Matlab/Simulink. Son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de Park dans le référentiel liée au champ tournant. La machine est alimentée directement par deux sources de tensions triphasées parfaites, l'une au niveau du stator avec une fréquence du réseau 50Hz et une valeur efficace de 380V, et l'autre au niveau du rotor avec une amplitude de 60V et une fréquence égale à la fréquence rotorique. Le rotor de la machine est entraîné à une vitesse fixe 140 rd/s .

A travers les résultats de simulation illustrés par les figures II.19,II.20 et II.21, nous constatons que toutes les grandeurs de la machine au démarrage présentent un régime transitoire oscillant avec des valeurs élevées, ils ne stabilisent qu'après 0.05s et présentent la forme sinusoidale. Nous remarquons que les flux étudiés auparavant sont bien illustrés par la simulation.

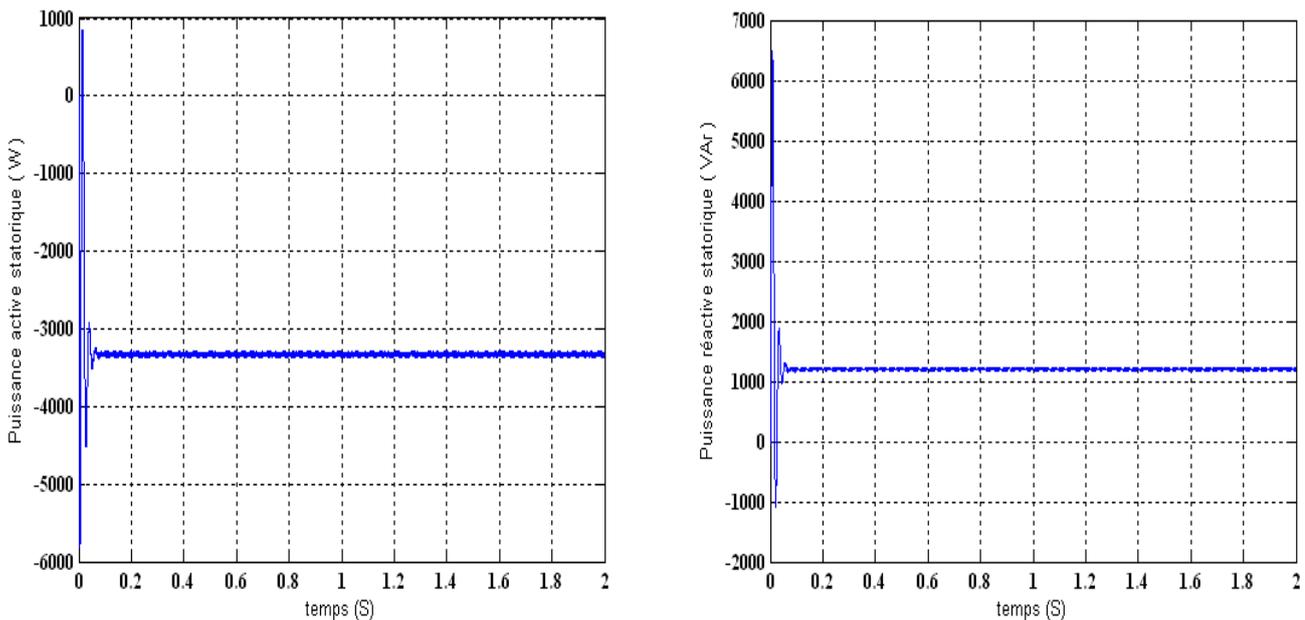


Fig. II.19.Comportement de la MADA en mode Générateur (Puissances statorique active et réactive)

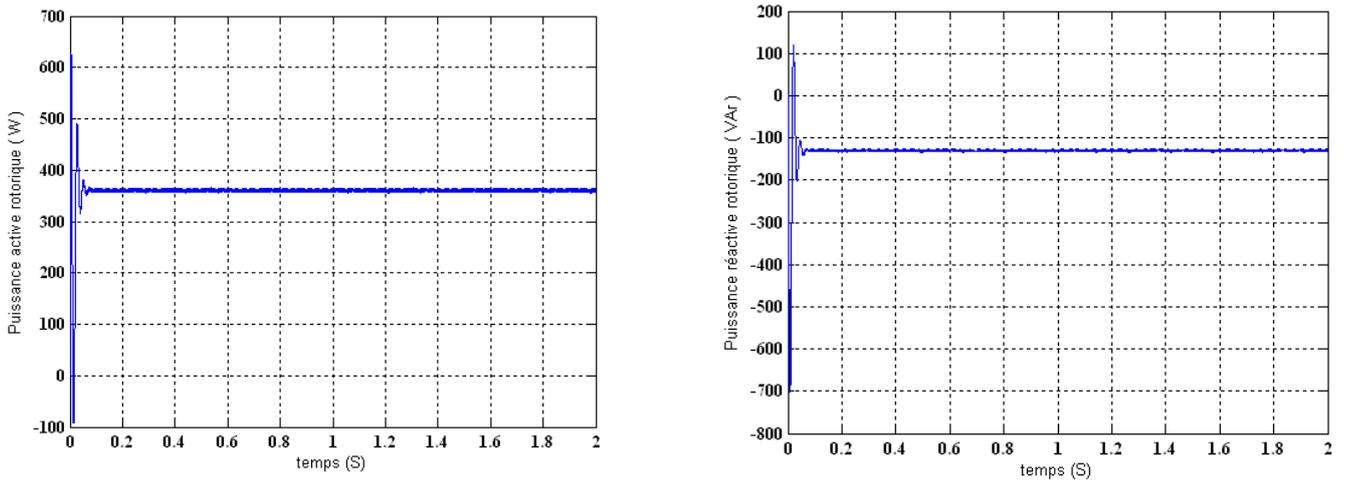
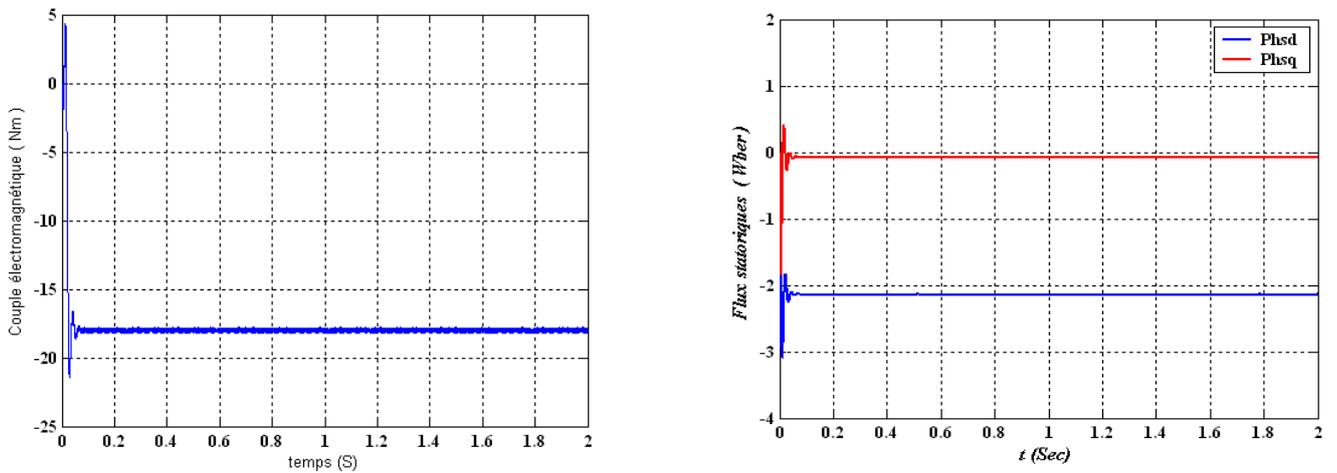
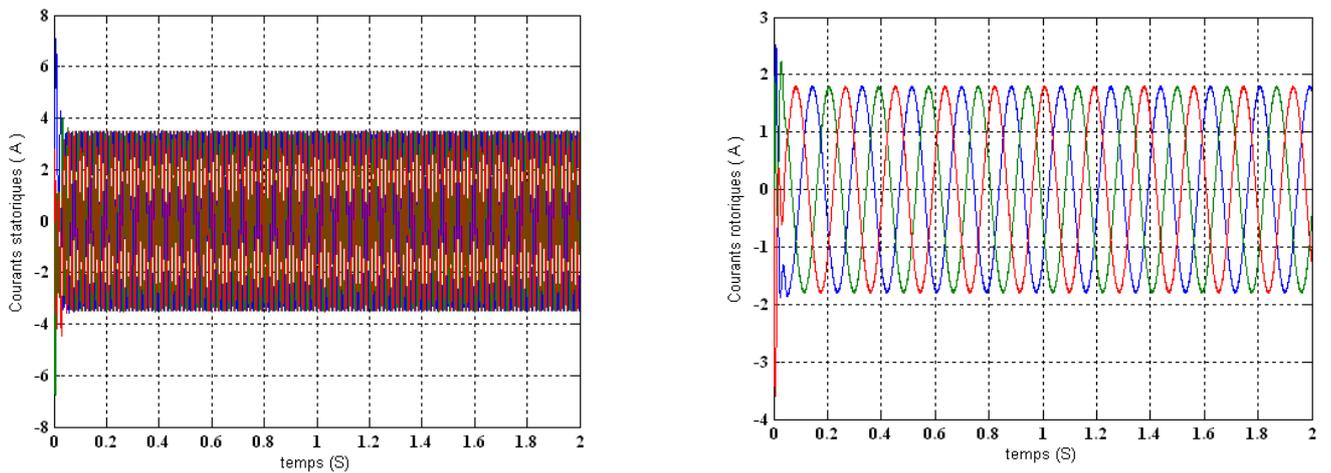


Fig. II.20. Comportement de la MADA en mode Générateur (Puissances rotorique active et réactive)



(a) Couple électromagnétique

(b) Flux statorique d'axe d, q



(c) Courants statoriques (A)

(d) Courants rotoriques (A)

Fig. II.21. Comportement de la MADA en mode Générateur

II.4.2. Modèle de la MADA avec choix adéquat de repère

En vue de la commande vectorielle de cette machine, il convient de choisir un référentiel (d, q) dont l'axe "d" est orienté vers le vecteur du flux statorique, lequel serait relatif à la fréquence 50Hz.

Le repère de Park serait, de ce fait, synchronisé avec le flux statorique figure II.22.

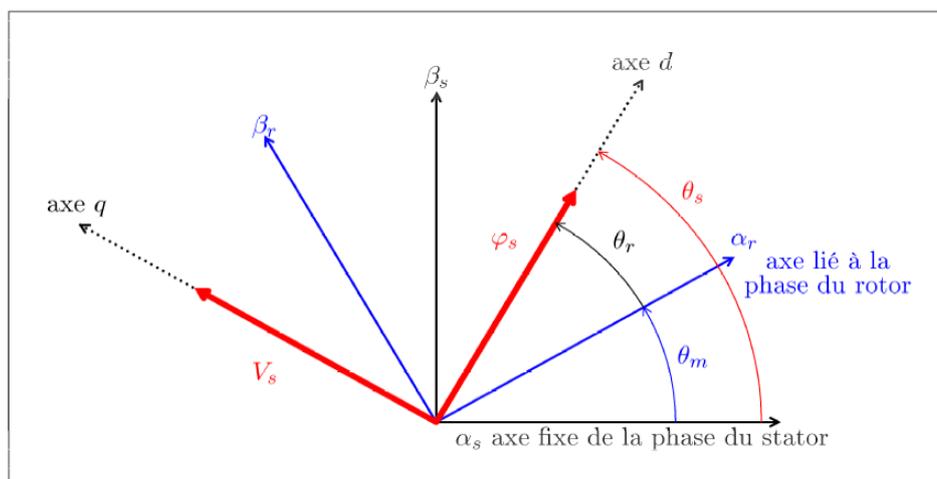


Fig. II.22.Choix du repère de Park.

Le flux statorique est constant et orienté selon l'axe d, on déduit :

$$\phi_{sq} = 0 \quad (\text{II.27})$$

$$\phi_{sd} = \phi_s \quad (\text{II.28})$$

$$\phi_s = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (\text{II.29})$$

$$\phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} = 0 \quad (\text{II.30})$$

$$\phi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \phi_{sd} \quad (\text{II.31})$$

$$\phi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} \quad (\text{II.32})$$

En posant $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ (coefficient de dispersion), les composantes directe et en quadrature des tensions de la MADA s'écrivent :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \approx 0 \quad (\text{II.33})$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \approx \omega_s \phi_s \quad (\text{II.34})$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} - e_q \quad (\text{II.35})$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + e_d + e_\phi \quad (\text{II.36})$$

Avec :

$$e_q = -\sigma L_r i_{rq} \omega_r \quad (\text{II.37})$$

$$e_d = \sigma L_r i_{rd} \omega_r \quad (\text{II.38})$$

$$e_\phi = \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_s \quad (\text{II.39})$$

A partir des équations (II.29 et II.30), les courants peuvent être exprimés en fonction des courants rotoriques comme suit :

$$i_{sd} = \frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{rd} \quad (\text{II.40})$$

$$i_{sq} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \quad (\text{II.41})$$

En remplaçant (II.27), (II.28) et (II.41) dans (II.20), le couple de la MADA aura pour expression :

$$C_{em} = -p\phi_s \frac{L_m}{L_s} I_{rq} \quad (\text{II.42})$$

Les expressions des puissances active et réactive peuvent être simplifiées en remplaçant les équations (II.33), (II.34), (II.40) et (II.41) respectivement dans (II.21) et (II.22).

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{L_m}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = V_s \frac{\phi_s}{L_s} - V_s \frac{L_m}{L_s} I_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

En approximant ϕ_s par $\frac{V_s}{w_s}$, l'expression de la puissance réactive Q_s devient alors :

$$Q_s = V_s^2 \frac{1}{w_s L_s} - V_s \frac{L_m}{L_s} I_{rd} \quad (\text{II.44})$$

Compte tenu du repère choisi et des approximations faites et si l'on considère l'inductance magnétisante L_m comme constante, le système obtenu lié de façon proportionnelle la puissance active au courant rotorique d'axe (q) et la puissance réactive au courant rotorique d'axe (d) à la constante $\frac{V_s}{w_s L_s}$ imposé par le réseau.

II.4.2.1. Relations entre les tensions rotoriques et courants rotoriques

En remplaçant les courants statoriques par leur expression dans l'équation (II.40) et (II.41) on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) I_{rd} + \frac{L_m V_s}{L_s w_s} \\ \varphi_{rq} = \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

En remplaçant l'équation précédente (II.45) dans l'équation (II.35) et (II.36) On obtient :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} (I_{rd}) - g w_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} (I_{rq}) + g w_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) I_{rd} + g w \frac{L_m V_s}{L_s w_s} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

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

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} - g w_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + g w_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) I_{rd} + g \frac{L_m V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

Ou :

- ✓ $g w_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right)$ est le terme de couplage entre les deux axes ;
- ✓ $g \frac{L_m V_s}{L_s}$ représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

Le système d'équations (II.46), fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances actives et réactive statoriques. Ce qui nous permet de mettre en place une commande vectorielle étant donné qu'à l'influence des couplages près, chaque axe peut être commandé indépendamment avec chacun son propre régulateur. Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe q rotorique et la puissance réactive pour l'axe d rotorique.

La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire coté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau. La consigne de puissance active devra permettre de garder le coefficient de puissance de l'éolienne optimal. Ainsi, il apparait deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine :

II.5. COMMANDE DECOUPLEE DIRECTE EN P ET Q

Cette méthode consiste à négliger les termes de couplage et de mettre en place un régulateur (PI) indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives (figure II.23). Cette méthode est dite méthode directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine. Dans notre travail le modèle utilisé de la machine (MADA) est un modèle complet c'est-à-dire la résistance du stator n'est pas négligé. [DAV07], [BOY06] [MOU12]

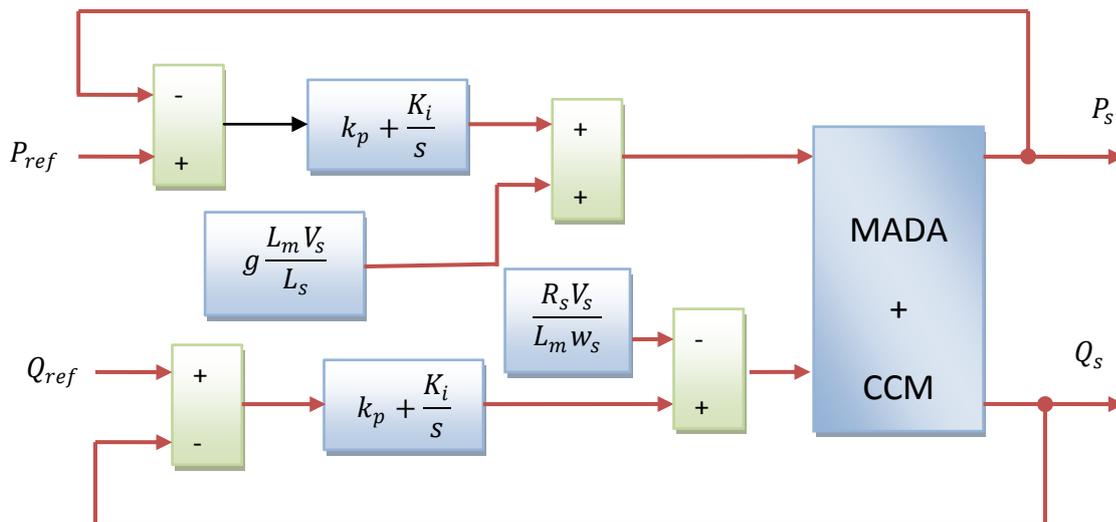


Fig. II.23. Schéma bloc de la commande découplée directe en P et Q.

II.5.1. 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]. C'est pour cela qu'il a retenu notre attention pour une étude globale du système de régulation éolien. La figure II.24 montre une partie de notre système bouclé et corrigé par un régulateur PI dont la fonction de transfert est de la forme $k_p + \frac{k_i}{s}$ correspondant aux deux régulateurs utilisés dans la figure II.23.

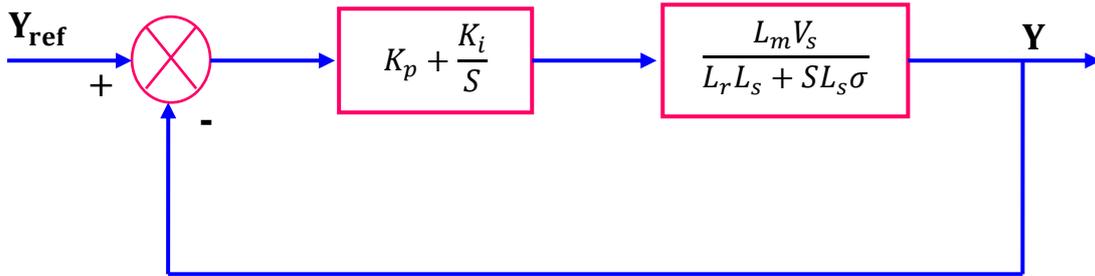


Fig. II.24. Système régulé par un PI.

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) avec les régulateurs s'écrit de la manière suivante :

$$FTBO = \frac{S + \frac{k_i}{k_p}}{\frac{S}{k_p}} \frac{\frac{L_m V_s}{L_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right)}}{S + \frac{L_s R_r}{L_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right)}} \quad (\text{II.48})$$

Nous choisissons la méthode de compensation de pôles pour la synthèse du régulateur afin d'éliminer le zéro de la fonction de transfert. Ceci nous conduit à l'égalité suivante :

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{L_s R_r}{L_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right)} \quad (\text{II.49})$$

Notons toutefois ici que la compensation des pôles n'a d'intérêt que si les paramètres de la machine sont connus avec une certaine précision car les gains des correcteurs dépendent directement de ces derniers. Si tel n'est pas le cas, la compensation est moins performante. Si l'on effectue la compensation, on obtient la FTBO suivante :

$$FTBO = \frac{k_p \frac{L_m V_s}{L_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right)}}{S} \quad (\text{II.50})$$

Ce qui nous donne en boucle fermée :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r S} \quad \text{Avec} \quad \tau_r = \frac{1}{k_p} \frac{L_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right)}{L_m V_s} \quad (\text{II.51})$$

Avec τ_r le temps de réponse du système que l'on se fixe de l'ordre de 10 ms, correspondant à une valeur suffisamment rapide pour l'utilisation faite sur l'éolienne où les variations de vent sont peu

rapides et les constante de temps mécanique sont importantes. S'imposer une valeur plus faible n'améliorait probablement pas les performances de l'ensemble, mais risquerait d'engendrer des perturbations lors des régimes transitoire en provoquant des dépassements et des instabilités indésirables. On peut désormais exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse.

$$k_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right)}{L_m V_s} \quad \text{et} \quad k_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s R_r}{L_m V_s} \quad (\text{II.52})$$

II.5.2. Résultats de la commande découplée directe

La modélisation de la machine, de la partie mécanique, du convertisseur coté machine (CCM) et de la commande directe a été implanté dans l'environnement Matlab/Simulink afin d'effectuer des tests de la régulation. Nous avons donc soumis ce système à des échelons de puissance active et réactive afin d'observer le comportement de sa régulation.

Les gains des correcteurs sont calculés à partir des équations de la section (II.52) et on été affinés après simulation. Ils sont identiques pour l'axe d et l'axe q.

On peut remarquer (Fig. II.25) que les échelons de puissance sont bien suivis par la génératrice aussi bien pour la puissance active que pour la puissance réactive. 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 (active ou réactive) induit de faibles oscillations sur la seconde.

Enfin, le fonctionnement du contrôle de puissance réactive nous permet d'avoir une puissance réactive négative (comportement capacitif) ou positive (comportement inductif).

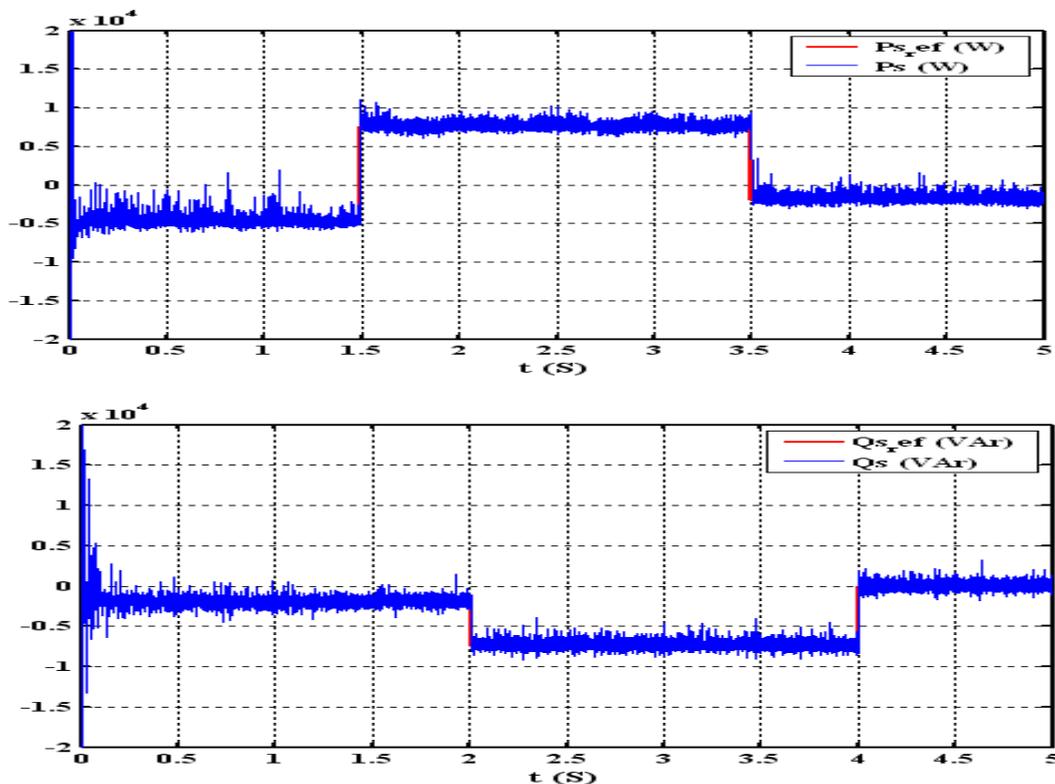


Fig. II.25. Résultats de la commande découplée directe (Ps et Qs).

II.6. COMMANDE DECOUPLEE INDIRECTE EN P ET Q

Cette méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en utilisant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. En combinant les différentes équations des flux, des tensions rotoriques, des courants et des puissances, nous pouvons exprimer les tensions en fonction des puissances. On reproduit ainsi le schéma bloc du système en sens inverse en aboutissant à un modèle qui correspond à celui de la machine mais dans l'autre sens et qui contient tous les éléments du schéma bloc de la MADA. On part donc de la puissance statorique en fonction des courants rotoriques et des expressions des tensions rotoriques en fonction des courant rotoriques et on trouve : [BOY06], [DAV07] [MOU10a]

$$\begin{cases} V_{rd} = g w_s \frac{(L_r - \frac{L_m^2}{L_s})}{V_s \frac{L_m}{L_s}} s - \left(\frac{R_r + (L_r - \frac{L_m^2}{L_s})}{V_s \frac{L_m}{L_s}} s \right) Q + \left(\frac{R_r V_s}{L_m w_s} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{V_s}{L_m w_s} s \right) \\ V_{rq} = - \left(\frac{(L_r - \frac{L_m^2}{L_s})}{V_s \frac{L_m}{L_s}} s \right) s - g w_s \frac{(L_r - \frac{L_m^2}{L_s})}{V_s \frac{L_m}{L_s}} Q + g w \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{V_s}{L_m w_s} \end{cases} \quad (II.53)$$

Pour obtenir une bonne stabilité du système nous introduisons une boucle de régulation des courant rotoriques dont les consignes sont directement déduites des valeurs des puissances que l'on veut imposer à la machine figure II.26.

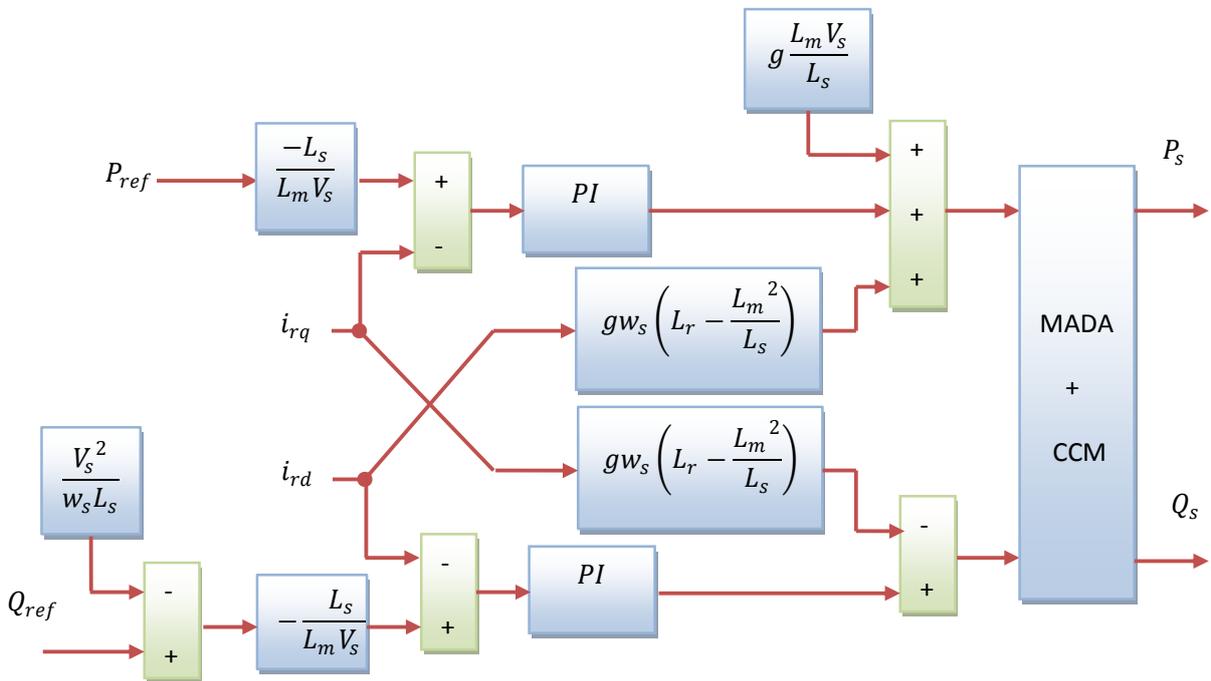


Figure II.26 Schéma bloc de la commande découplée indirecte

La figure II.27 représente les performances de la conduite de la MADA dans le cas du contrôle indirect. La simulation a été effectuée en imposant les puissances active et réactive de référence utilisées dans le contrôle direct alors que la machine est entraînée à une vitesse fixe.

La simulation de cette régulation sur Matlab a donné de bons résultats en termes de dynamique et des réponses aux échelons pour la puissance réactive, comme on peut le voir sur la figure II.27. Ont

peut cependant observer une erreur de la puissance réactive lorsque la puissance active est faible. Par contre, elle fait apparaître une erreur statique au niveau de la puissance active et réactive qui est due au fait que dans cette régulation on ne trouve qu'une seule boucle sur les courants et que les puissances sont donc restées en boucle ouverte. On voit aussi l'effet du couplage entre les axes qui est tout de même moins perceptible que pour la commande directe.

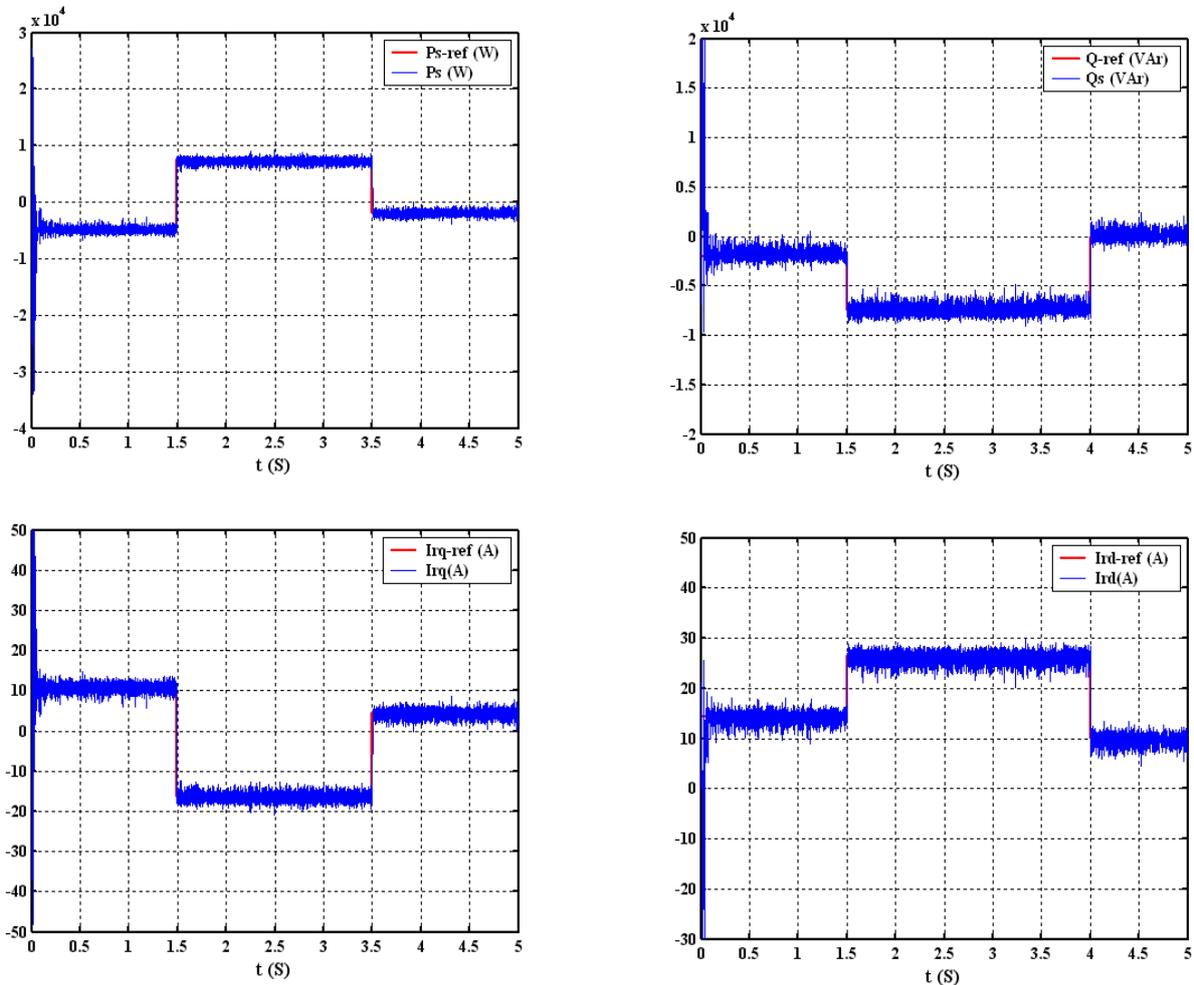


Fig. II.27. Résultats la commande découplée indirecte (P_s et Q_s en haut, I_{rq} et I_{rd} en bas).

II.6.1. Commande découplée indirecte avec boucle de puissance

Afin d'améliorer la commande précédente, nous allons incorporer une boucle de régulation supplémentaire au niveau des puissances afin d'éliminer l'erreur statique tout en préservant la dynamique du système. [DAV07], [BOY06] [MOU10a] Nous aboutissons au schéma bloc en figure II.28 sur lequel on distingue bien les deux boucles de régulation pour chaque axe, l'une contrôlant le courant et l'autre la puissance. La simulation est faite dans les mêmes conditions que la commande précédente.

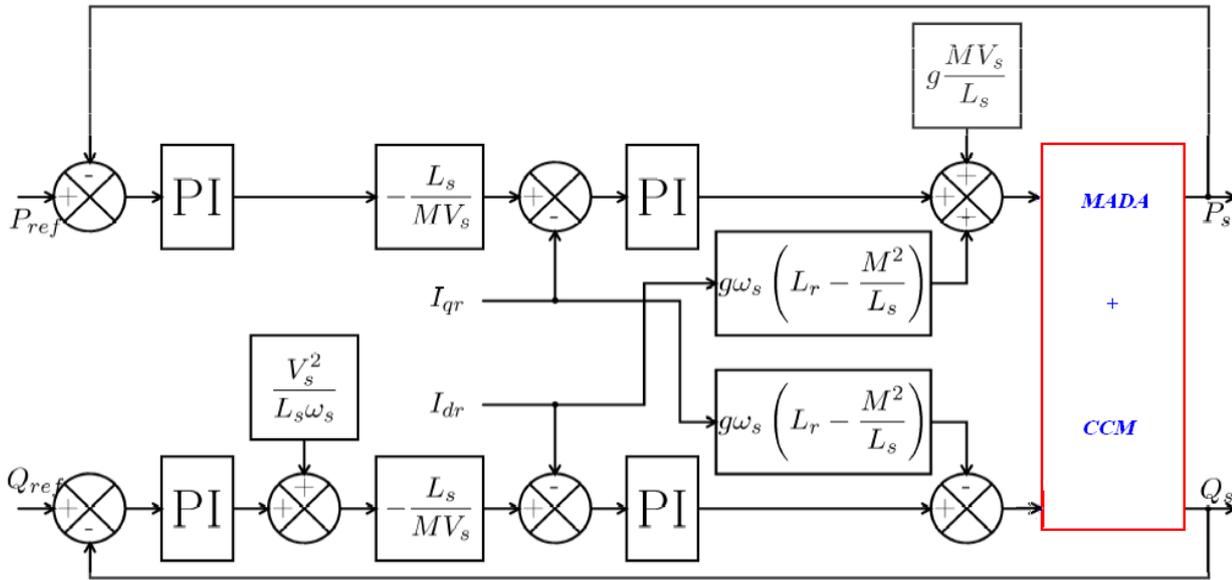


Fig. II.28. Schéma bloc de la commande découplée indirecte avec boucles de puissance.

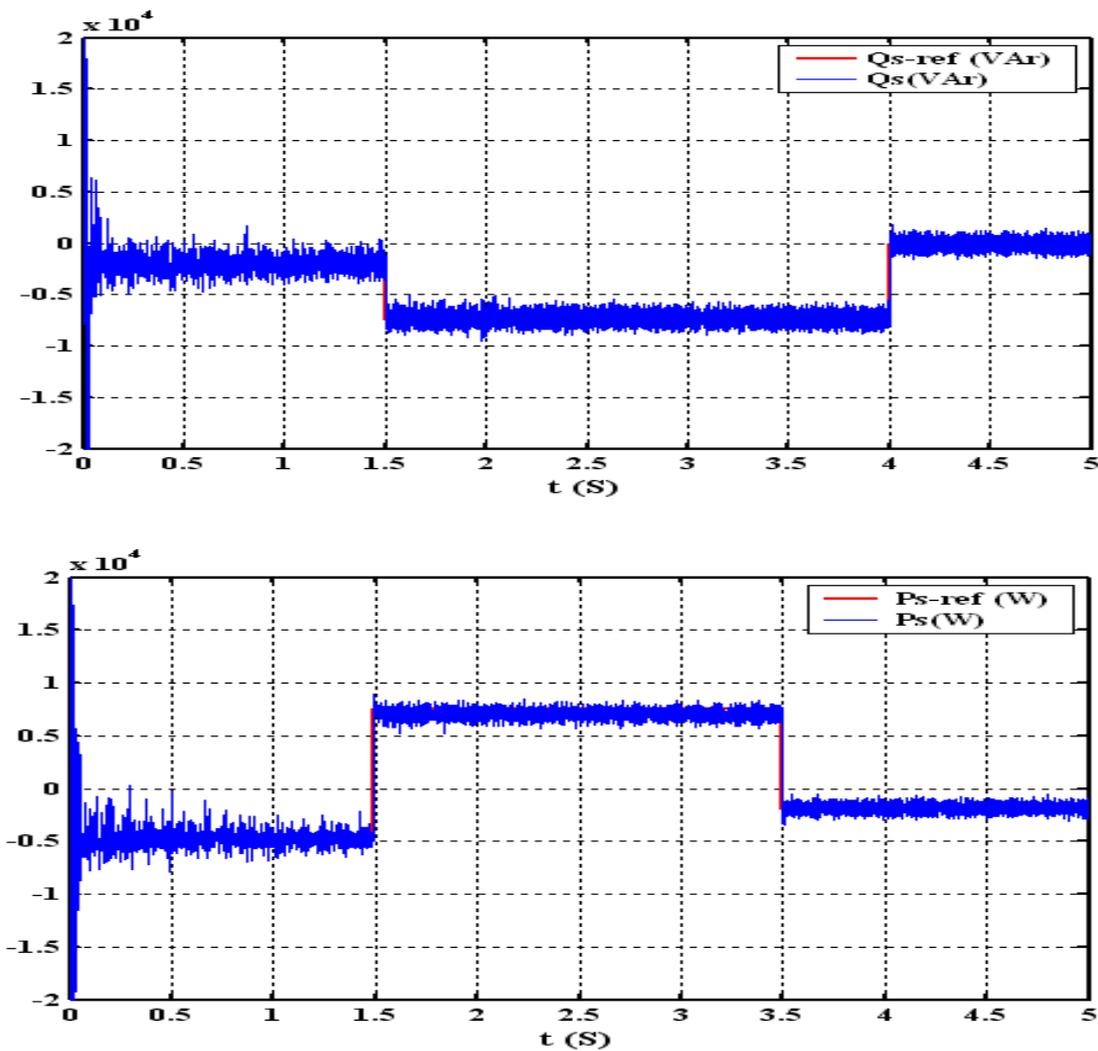


Fig. II.29. Résultats de la commande découplée indirecte avec boucles de puissance. (P_s et Q_s).

II.7. MODELISATION DE LA CONNEXION DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU(CCR)

Dans cette partie, nous nous intéressons à la modélisation de la connexion du CCR, avec le réseau électrique via le filtre RL. La figure II.30 illustre l'ensemble de la liaison au réseau électrique, constituée du bus continu, du CCR et du filtre d'entrée. [GHE11] [MOU12a]

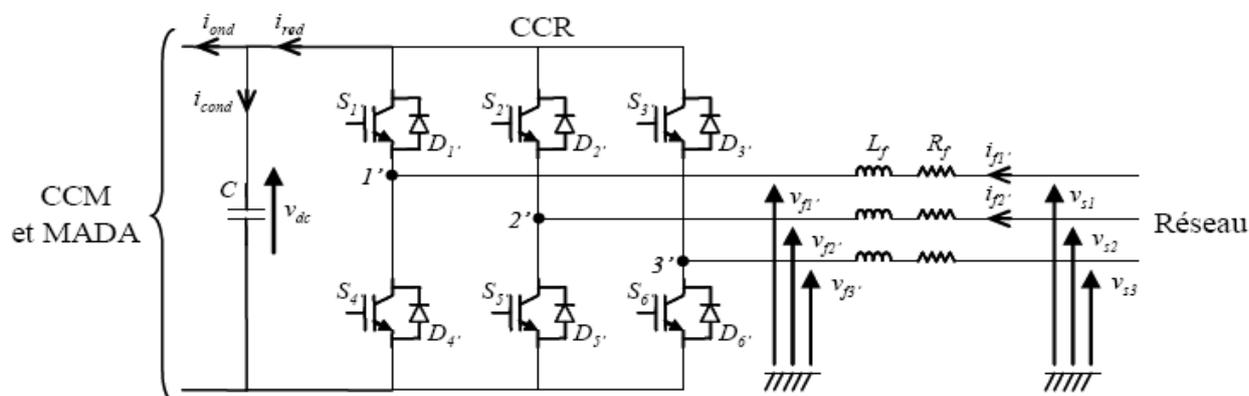


Fig. II.30. Connexion du CCR au réseau électrique.

II.7.1. Modèle du bus continu

La tension aux bornes du condensateur du bus continu est obtenue à partir de l'intégration du courant circulant dans le condensateur.

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{cond} \quad (\text{II.54})$$

Le courant dans le condensateur est issu d'un nœud à partir duquel circulent deux courants modulés par le CCM et le CCR figure II.30 :

$$i_{cond} = i_{red} - i_{ond} \quad (\text{II.55})$$

II.7.2. Modèle de la liaison au réseau dans le repère de Park

D'après la fig. II.30 nous pouvons écrire dans le repère triphasé, selon les lois de Kirchhoff, les expressions suivantes :

$$\begin{cases} v_{f1'} = -R_f i_{f1'} - L_f \frac{di_{f1'}}{dt} + v_{s1} \\ v_{f2'} = -R_f i_{f2'} - L_f \frac{di_{f2'}}{dt} + v_{s2} \\ v_{f3'} = -R_f i_{f3'} - L_f \frac{di_{f3'}}{dt} + v_{s3} \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

En appliquant la transformation de Park aux trois équations précédentes, nous obtenons :

$$\begin{cases} v_{fd} = -R_f i_{fd} - L_f \frac{di_{fd}}{dt} + \omega_s L_f i_{fq} + v_{sd} \\ v_{fq} = -R_f i_{fq} - L_f \frac{di_{fq}}{dt} - \omega_s L_f i_{fd} + v_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

Les puissances active et réactive générées par le CCR sont définies par :

$$\begin{cases} P_f = v_{fd}i_{fd} + v_{fq}i_{fq} \\ Q_f = v_{fq}i_{fd} - v_{fd}i_{fq} \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

II.7.3. Modèle du nœud de connexion

Le système éolien est interconnecté au réseau électrique à travers le stator de la MADA ainsi que le filtre de sortie du convertisseur statique coté réseau Fig. II.1. Les équations modélisant le nœud de connexion sont :

$$\begin{cases} i_{gd} = i_{sd} + i_{fd} \\ i_{gq} = i_{sq} + i_{fq} \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

$$v_g = v_s \quad (\text{II.60})$$

II.8. ARCHITECTURE DU DISPOSITIF DE COMMANDE DU SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE

L'architecture du dispositif de commande est présentée à la figure II.31. Elle est basée sur le modèle triphasé de la chaîne de conversion électromécanique du système éolien.

D'après la figure II.31, trois commandes détaillées par la suite sont donc nécessaires pour assurer le fonctionnement du système de conversion d'énergie éolienne.

- ✓ La commande d'extraction du maximum de puissance du vent par un contrôle dit MPPT (Maximum Power Point Tracking),
- ✓ La commande du CCM en contrôlant le couple électromagnétique et la puissance réactive statorique de la MADA,
- ✓ La commande du CCR en contrôlant la tension du bus continu et les puissances active et réactive échangées avec le réseau.

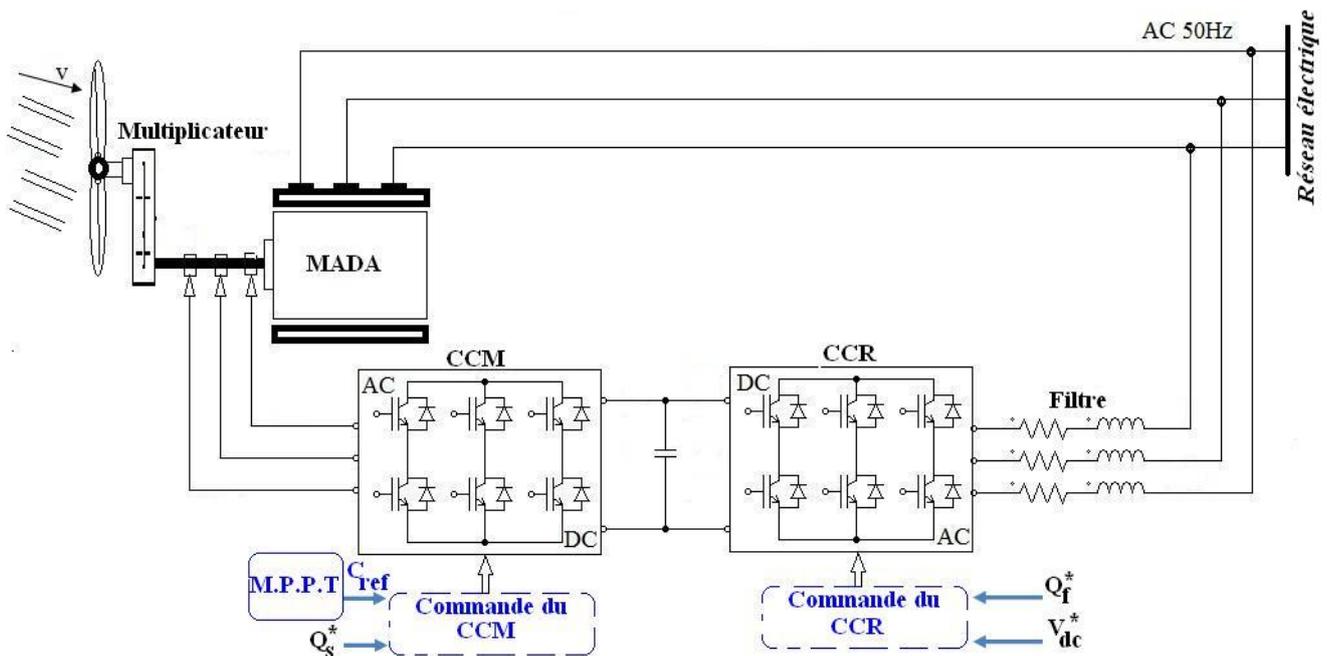


Fig. II.31. Architecture de commande du système éolien.

II.9. CONTROLE DU CONVERTISSEUR COTE ROTOR DE LA MADA (CCM)

Dans cette partie, nous nous intéressons à la commande du CCM dont le principe est illustré à la Fig. II.32. [MOU12]

Le contrôle de la MADA à travers le convertisseur connecté à son rotor doit assurer le couple nécessaire permettant de faire varier la vitesse mécanique du générateur afin d'extraire le maximum de puissance, en imposant des tensions rotoriques adéquates à la MADA. La référence de la puissance réactive étant généralement nulle pour la stratégie de commande MPPT.

A partir de l'équation II.42, il est clair que le couple peut être contrôlé par action sur la composante en quadrature du courant rotorique de la MADA i_{rq} .

$$i_{rq_ref} = -\frac{L_s}{p\phi_s L_m} C_{em_ref} \quad (II.61)$$

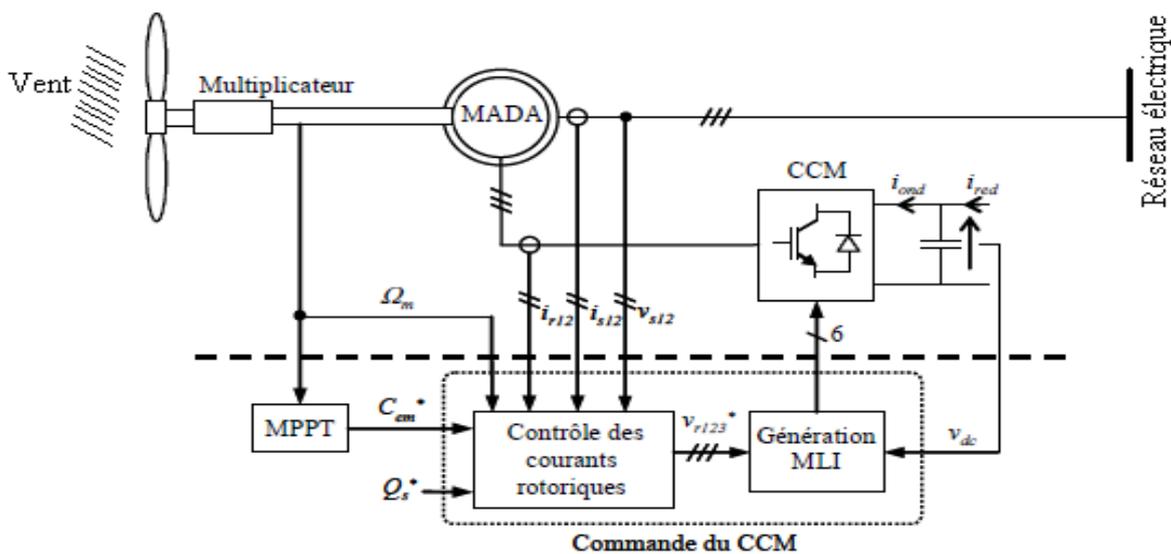


Fig. II.32. Principe de la commande du CCM

D'une manière similaire, la composante directe du courant rotorique est utilisée pour contrôler la puissance réactive générée (équation II.44). On peut donc écrire ce qui suit :

$$i_{rd_ref} = \frac{\phi_s}{L_m} - \frac{L_s}{v_s L_m} Q_{s_ref} \quad (II.62)$$

Le diagramme simplifié du contrôle du convertisseur coté MADA dans ce cas est illustré comme suit figure II.32.a

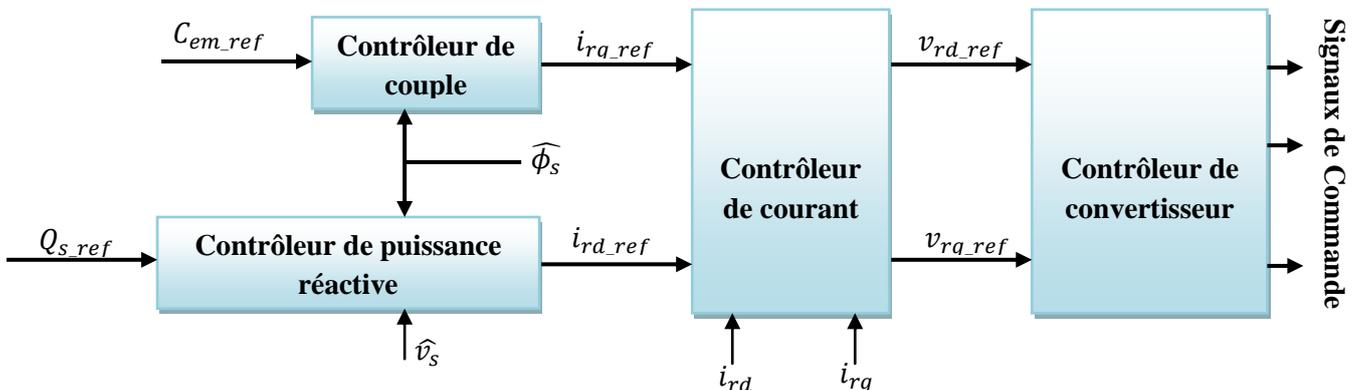


Fig. II.32.a .Diagramme simplifié de la commande du convertisseur coté MADA dans le cas de la stratégie MPPT.

Pour déterminer les angles nécessaires aux transformations de Park pour les grandeurs statoriques (θ_s) et pour les grandeurs rotoriques (θ_r), nous avons utilisé une boucle à verrouillage de phase appelée PLL (Phase Locked Loop), comme l'illustre la Fig. II.32.b. Cette PLL permet d'estimer avec précision la fréquence et l'amplitude de la tension du réseau [BEN04], [TAP03].

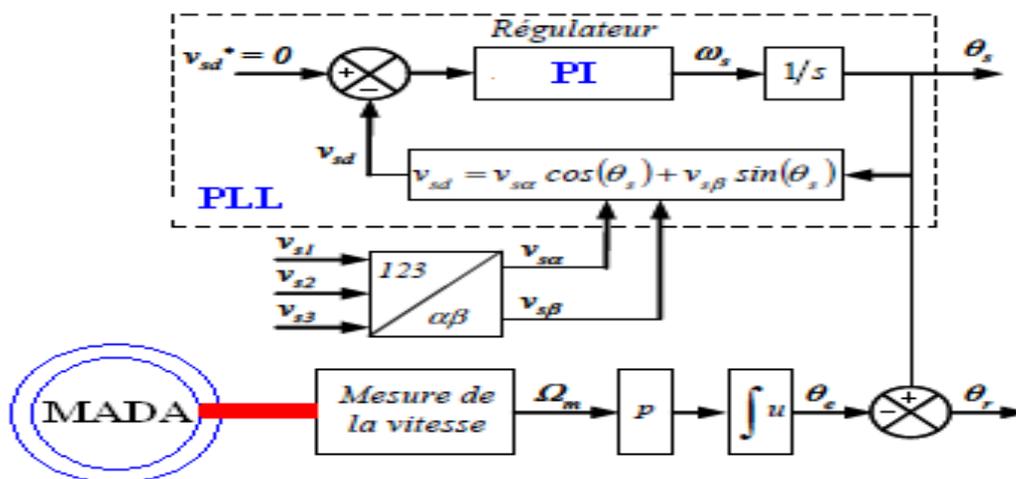


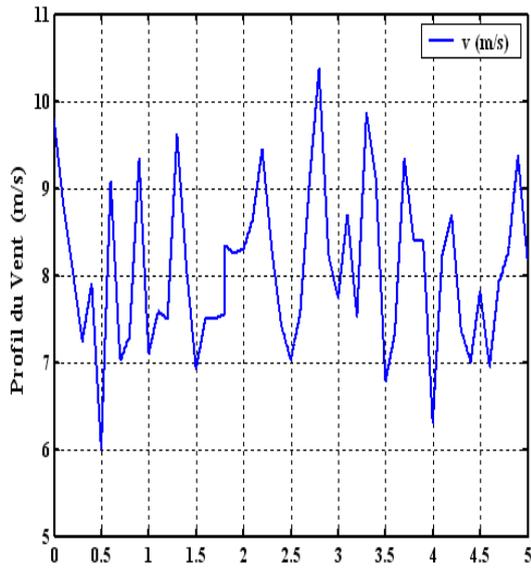
Fig. II.32.b. Construction des angles de transformation à l'aide d'une PLL

II.9.1. Résultats de la commande MPPT appliquée au convertisseur côté rotor.

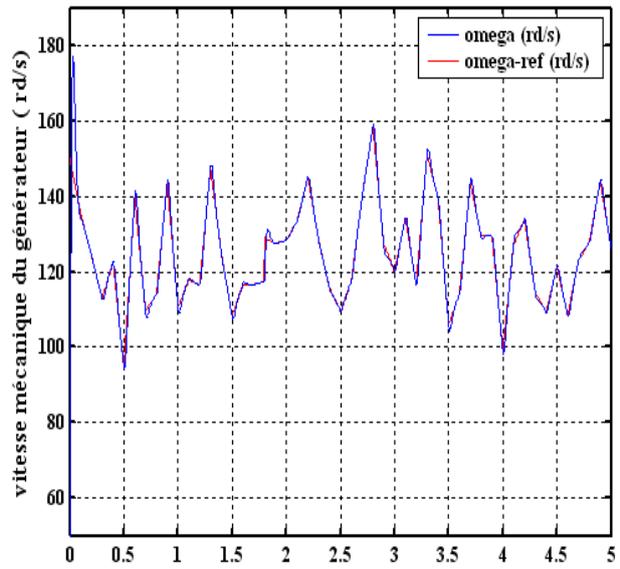
Le système éolien (côté rotor) et sa commande ont été simulés en utilisant Matlab Simulink, en considérant une MADA de 7.5KW dont les paramètres sont donnés dans la fin de ce chapitre. Dans cette partie de simulation, nous supposons que la tension du bus continu est constante (620V). nous présentons dans cette section les résultats de commande du système éolien (coté rotor) avec la stratégie MPPT.

La figure II.33 et II.33a montrent que le couple électromagnétique et la puissance réactive fournis par la MADA suivent leurs références. Ceci est dû aux contrôles des composantes directes et en quadrature du courant rotorique de la MADA figure II.33a (c). Les figures II.33 (a et b) et II.33a (b et c) illustrent respectivement le profil du vent appliqué au système éolien, la vitesse mécanique de la MADA avec la référence, les puissances statorique et rotorique et les composante directe et en quadrature du courant rotorique.

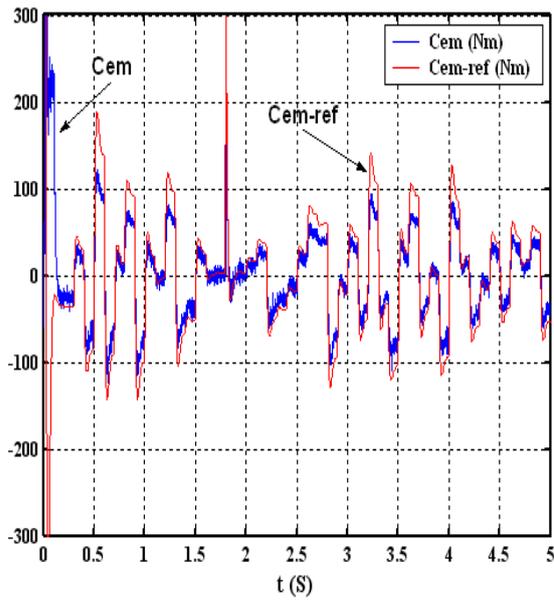
Nous constatons de la figure II.33b (a et b), que le courant délivré par le générateur éolien est en phase ou bien en opposition par rapport à la tension e_a du réseau. Ceci confirme que le système éolien n'injecte que la puissance active dans le réseau. La figure II.33b (c et d), montrent les courants rotoriques. Nous remarquons que l'amplitude et la fréquence du courant rotorique sont liées à la variation de la vitesse mécanique du générateur éolien.



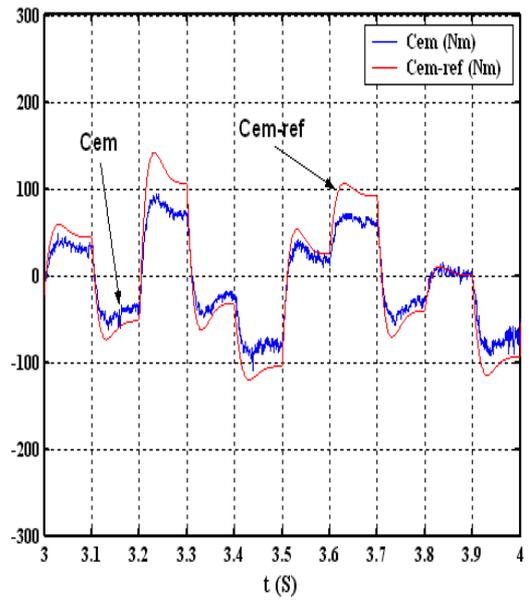
(a)



(b)

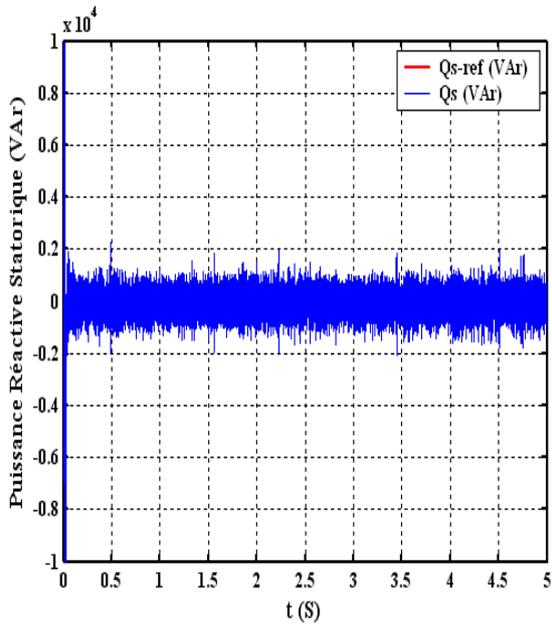


(c)

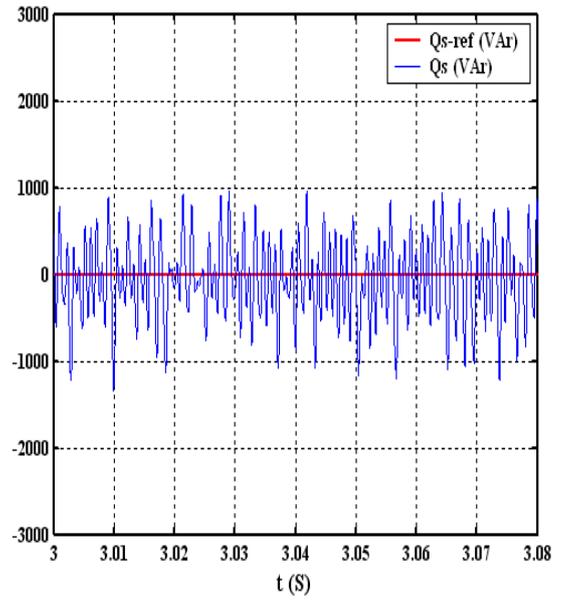


(d) : Zoom sur le couple

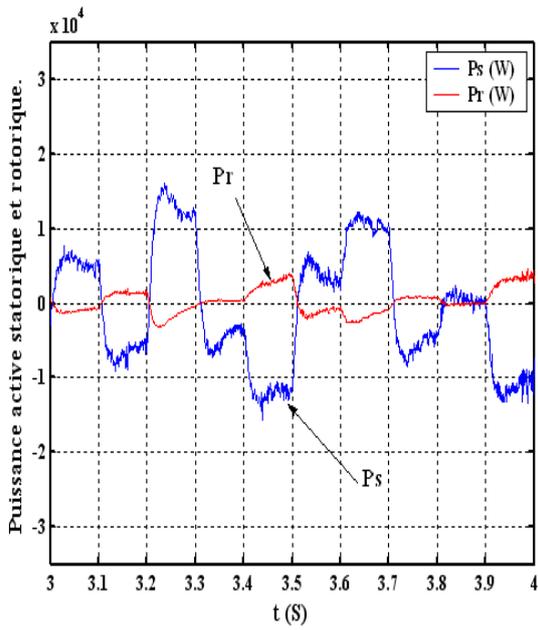
Fig. II.33. Résultats de la commande MPPT appliquée au convertisseur côté rotor.



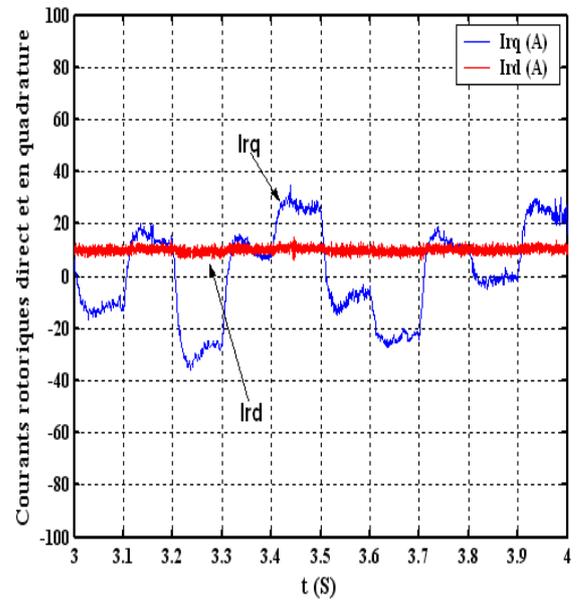
(a)



(b)

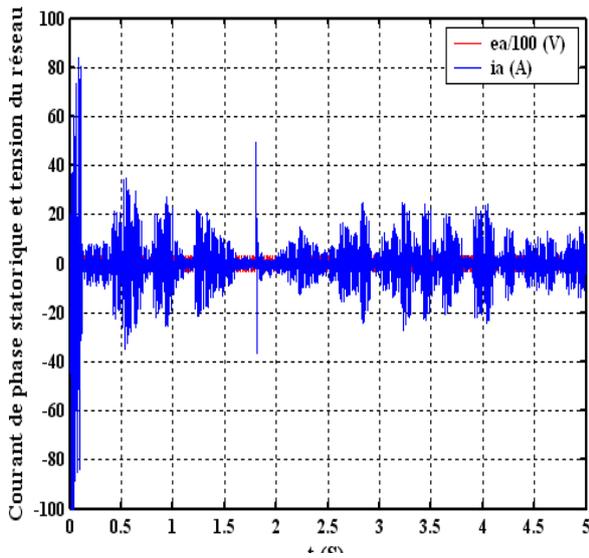


(c)

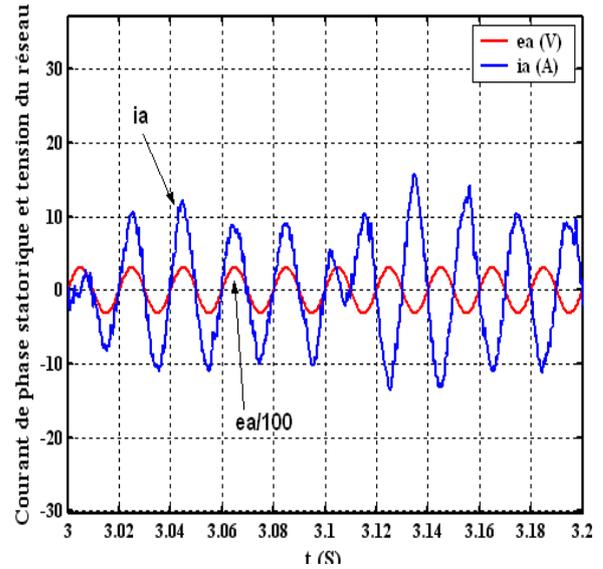


(d)

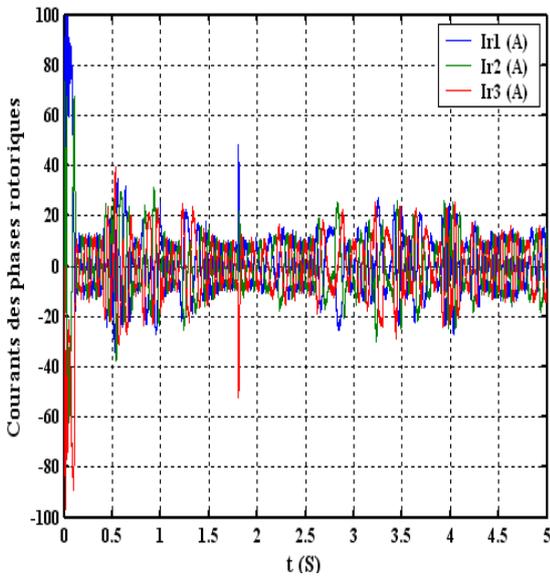
Fig. II.33a. Résultats obtenus de la commande MPPT appliquée au CCM



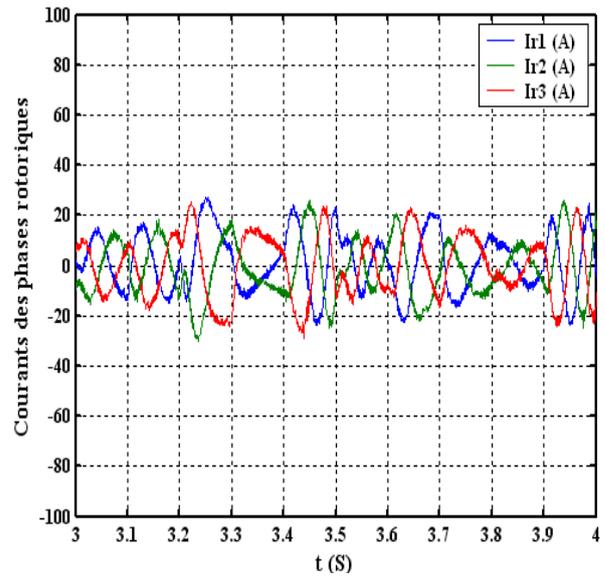
(a) : Courant ias et la tension ea du



(b) : Zoom sur le courant ias et la tension



(c) : Courants rotoriques ir1, ir2 et ir3



(d) : Zoom sur les Courants rotoriques

Fig. II.33b. Résultats obtenus de la commande MPPT appliquée au CCM

II.9.2. Stratégie de commande découplée des puissances active et réactive

Avec l'augmentation significative de l'apport des sources réparties au réseau. Il était prévisible que cela allait engendrer des problèmes liés à la stabilité du réseau. De ce fait, un certain nombre de pays ont initié des réglementations permettant de normaliser ces situations en faisant contribuer tous les acteurs aux services système: (Le contrôle de la puissance active, la fréquence, la puissance réactive, la tension et ainsi que les tolérances en mode défaut) [GHE11, BEL11]. Dans ce cas l'éolienne est contrôlée pour fournir des puissances active et réactive constante pendant une certaine durée. Celles-ci sont fixées par une unité de supervision centrale selon un plan de production des puissances donné par le programme par le gestionnaire de réseau.

Le rôle principal du dispositif de contrôle du convertisseur coté MADA est de régler le transfert de la puissance active et réactive à travers le stator de la MADA vers le réseau électrique. Il reçoit la puissance active et réactive de référence P_{s_ref} , Q_{s_ref} de l'unité de supervision locale (niveau 2) de l'éolienne et envoie des ordres de commande au convertisseur coté MADA comme montré sur la figure II.34, le schéma bloc du contrôle du convertisseur CCM est constitué de trois étages ; contrôle de puissance, contrôle de courant et contrôle du convertisseur. [MOU12]

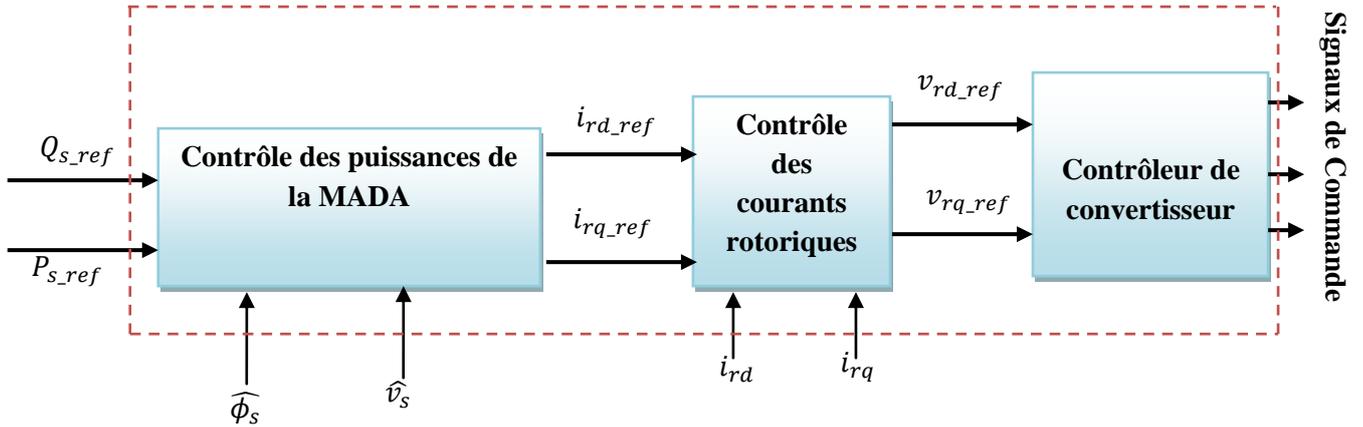


Fig. II.34. Schéma synoptique du contrôle du convertisseur coté MADA

Contrairement à la stratégie de commande MPPT où la composante de référence en quadrature i_{rq_ref} représente l'image du couple à produire, le contrôleur de puissance pour cette commande calcule et envoie à sa sortie les composantes de référence en quadrature i_{rq_ref} et directe i_{rd_ref} du courant rotorique de la MADA, images des puissances active et réactive statorique de référence. Celles-ci sont issues respectivement des équations II.62 et II.63.

$$i_{rq_ref} = -\frac{L_s}{v_s L_m} P_{s_ref} \quad (II.63)$$

La composante en quadrature du courant rotorique contrôle la puissance active alors que la composante directe contrôle la puissance réactive. Le flux statorique est estimé à partir des courants statoriques mesurés.

a) Contrôle des courants rotoriques de la MADA

Le deuxième étage (figure II.34) est consacré au contrôle des courants rotoriques de la MADA. Après la mesure de ces derniers, ils subissent la transformation de Park avant d'être à leur valeur de référence. Le contrôle des deux composantes directe et en quadrature des courants rotoriques est assuré par deux régulateurs PI comme il est montré dans la figure II.35. Les tensions rotoriques de référence v_{rq_ref} et v_{rd_ref} sont ainsi évaluées à partir des équations (II.35 et II.36) ainsi que les FEM de découplage \hat{e}_{q_ref} , \hat{e}_{d_ref} et \hat{e}_{ϕ_ref} . Ces dernières sont estimées à travers la mesure des courants statorique et rotorique, le flux statorique $\hat{\phi}_{sd}$ et la pulsation des courants rotorique ω_r comme suit :

$$\hat{e}_{q-ref} = -L_r \omega_r \sigma \hat{i}_{rq} \quad (\text{II.64})$$

$$\hat{e}_{d-ref} = L_r \omega_r \sigma \hat{i}_{rd} \quad (\text{II.65})$$

$$\hat{e}_{\phi-ref} = \omega_r \frac{L_m}{L_s} \hat{\phi}_{sd} \quad (\text{II.66})$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

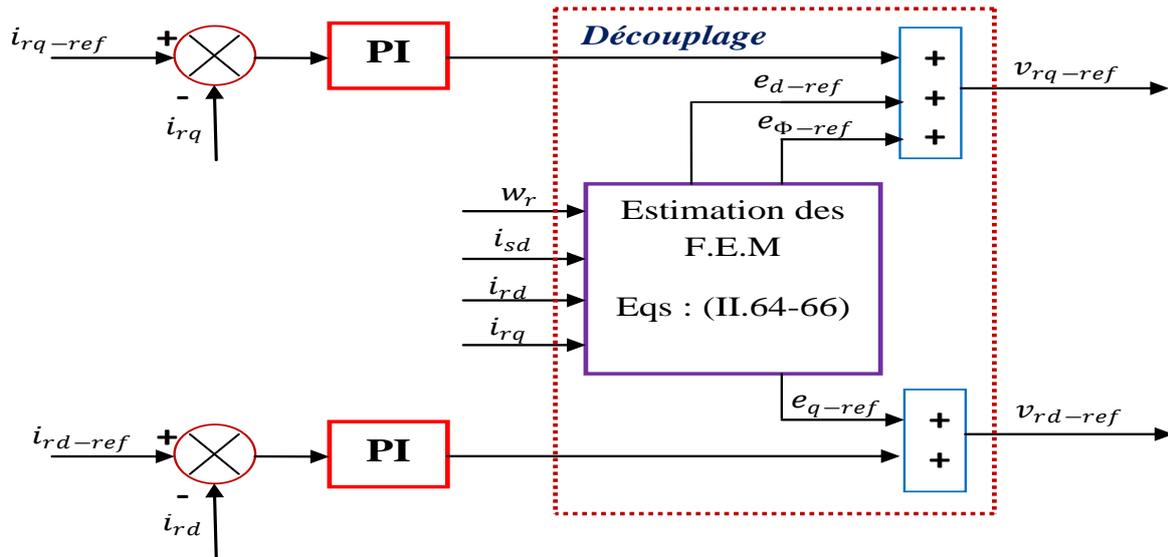


Fig. II.35. Contrôle des courants rotoriques de la MADA.

b) Contrôle rapproché du convertisseur

Le troisième étage de contrôle est celui du convertisseur (Fig. II.36) qui reçoit à l'entrée les tensions de référence et génère les ordres de commande (impulsions aux interrupteurs). Les composantes directe et en quadrature des tensions de référence subissent la transformation inverse de Park comparées à une porteuse.

c) Contrôle du bus continu

La tension aux bornes du condensateur C est donnée par l'équation II.54. La tension de référence du bus continu v_{dc-ref} est comparée à celle mesurée aux bornes du condensateur équivalent \hat{v}_{dc} . Le correcteur Proportionnel Intégral (PI) permet de maintenir une tension constante du bus continu en générant la référence du courant à injecter dans le condensateur i_{dc-ref} . La puissance nécessaire pour charger ce condensateur P_{dc-ref} est obtenue simplement par la multiplication du courant de charge i_{dc-ref} et la tension \hat{v}_{dc} .

$$P_{dc-ref} = \hat{v}_{dc} i_{dc-ref} \quad (\text{II.67})$$

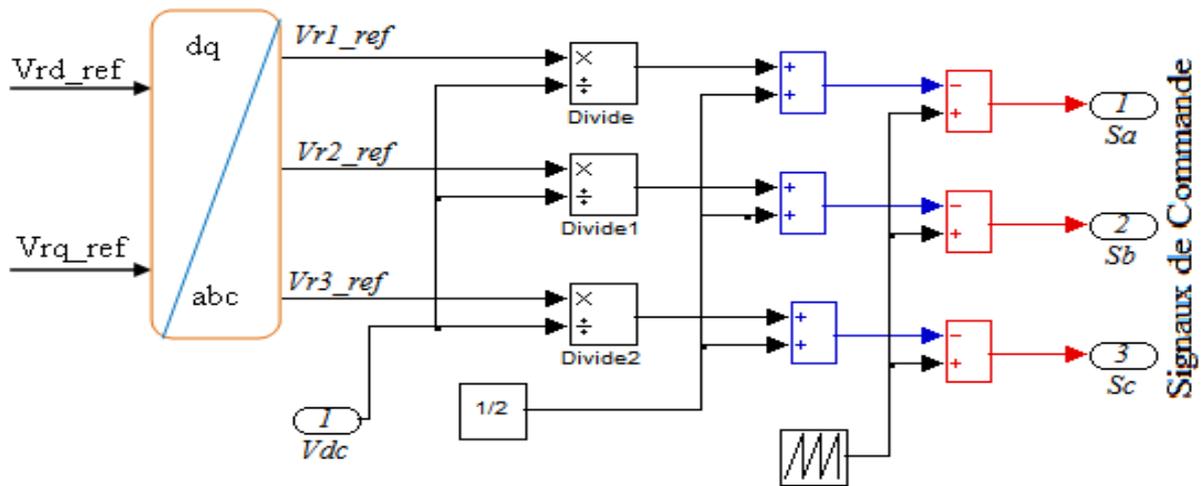


Fig. II.36. Contrôle du convertisseur CCM

En négligeant les harmoniques dus aux commutations et les pertes dans la résistance du filtre et dans les convertisseurs statiques, la puissance active de référence transitant par le convertisseur coté réseau P_{t-ref} est obtenue par la soustraction de la puissance P_{dc-ref} de la puissance active apparaissant dans le rotor de la MADA P_r (en fonctionnement hyper synchrone).

$$P_{t-ref} = P_r - P_{dc-ref} \quad (II.68)$$

Le schéma bloc du contrôle du bus continu est montré dans la figure II.37.

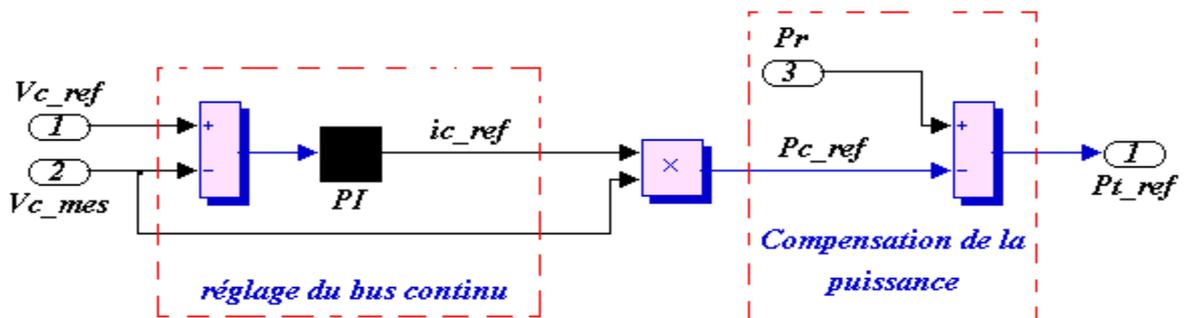
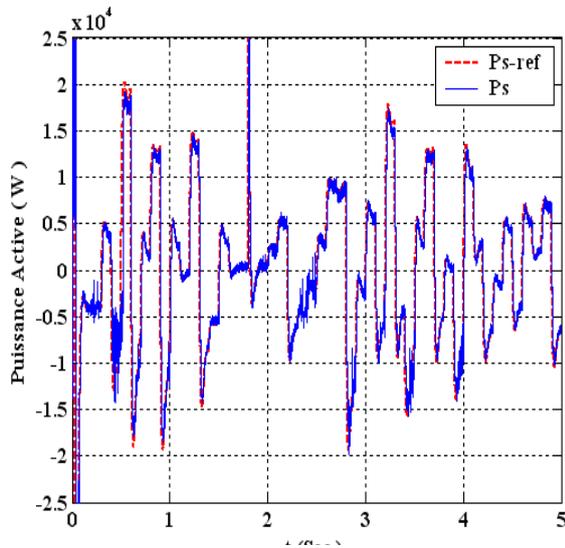


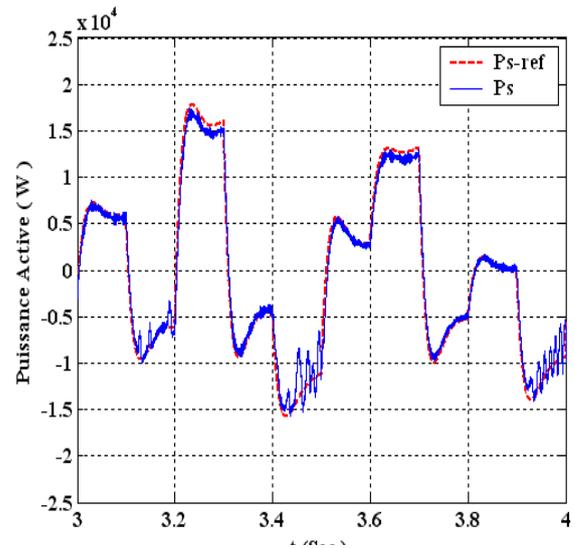
Figure II.37. Contrôle du bus continu

II.9.3. Résultats du contrôle en puissance

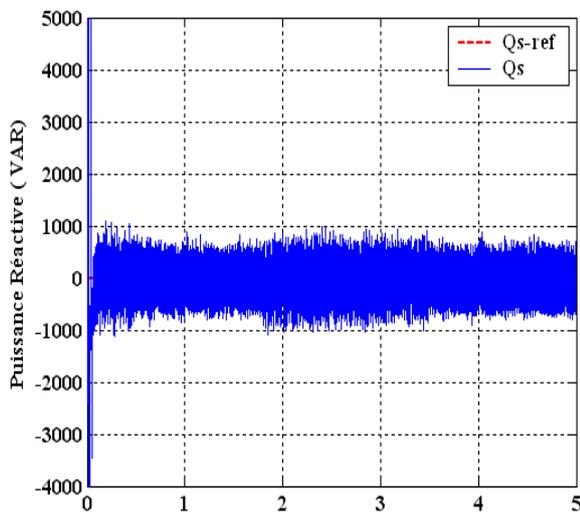
Le contrôle en puissance du système de conversion d'énergie éolienne (coté rotor) a été simulé dans les mêmes conditions que le contrôle en couple c'est-à-dire l'application du même profil de vent de la Fig. II.33 a. La Fig. II.38, montre que les puissances active et réactive suivent leurs références imposées.



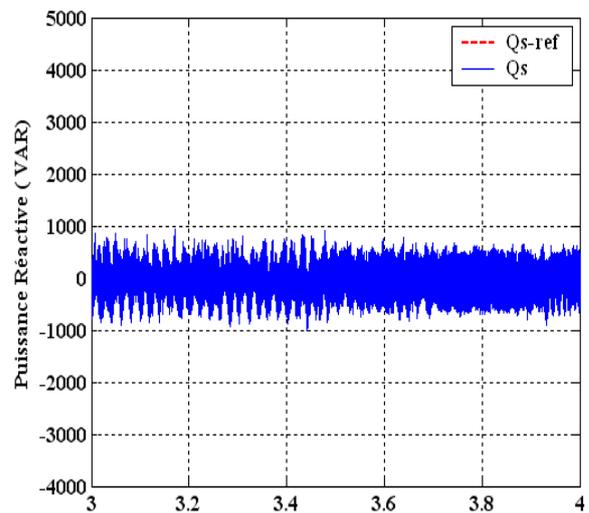
(a)



(b) : Zoom sur la puissance active



(c)



(d) : Zoom sur la puissance réactive

Fig. II.38. Résultats du contrôle en puissance du CCM

II.10. CONTROLE DU CONVERTISSEUR CÔTÉ RESEAU (CCR)

Le CCR est connecté entre le bus continu et le réseau électrique via un filtre RL. Dans cette partie nous nous intéressons au contrôle du CCR dont le principe est illustré à la Fig. II.39. L'objectif du contrôle du convertisseur coté réseau consiste à réguler la tension du bus continu et à contrôler les puissances active et réactive transitant à travers ce dernier. Le facteur de puissance peut être fixé à l'unité en imposant simplement une puissance réactive nulle.

Un contrôle vectoriel avec l'orientation du repère de Park selon le vecteur de tension réseau est utilisé pour permettre un découplage entre le contrôle de la puissance active et réactive. Ceci conduit à écrire :

$$\begin{cases} v_{gd} = V_g \\ v_{gq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.69})$$

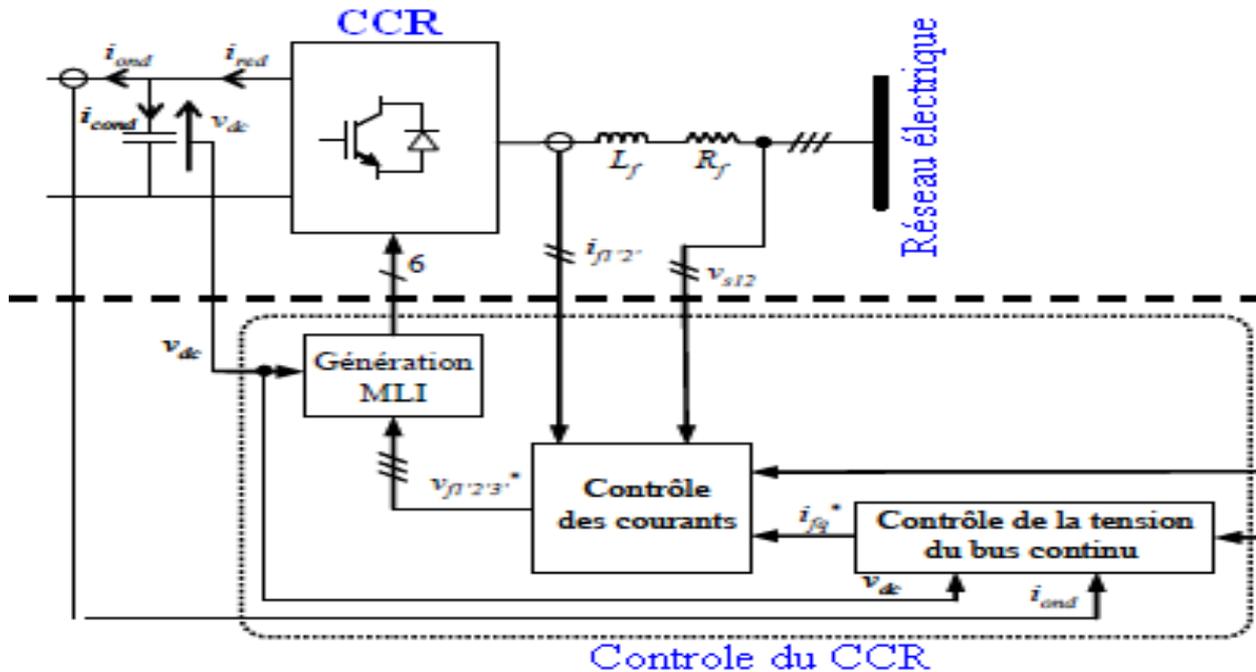


Fig. II.39. Principe de contrôle du CCR

Le diagramme du contrôle du convertisseur coté réseau figure II.40 est composé de deux blocs :

- ✓ Un bloc de contrôle des puissances,
- ✓ Un bloc de contrôle des courants.

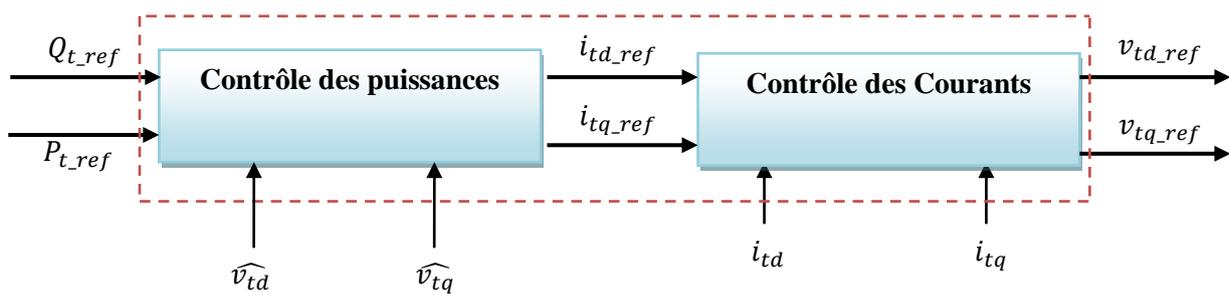


Fig. II.40. Diagramme du contrôle du convertisseur coté réseau.

a) Contrôle des puissances active et réactive coté réseau.

Les puissances active et réactive transitant à travers le convertisseur coté réseau, peuvent être exprimées en utilisant les composantes de Park des tensions apparaissant au niveau du filtre (v_{td}, v_{tq}) et les courants traversant le filtre (i_{td}, i_{tq}) :

$$P_t = v_{td}i_{td} + v_{tq}i_{tq} \quad (\text{II.70})$$

$$Q_t = v_{tq}i_{td} - v_{td}i_{tq} \quad (\text{II.71})$$

En négligeant les pertes dans le filtre de courant, les expressions suivantes peuvent être écrites :

$$v_{td} = v_{gd} = V_g \quad (\text{II.72})$$

$$v_{tq} = v_{gq} = 0 \quad (\text{II.73})$$

Les expressions des puissances active P_t et réactive Q_t peuvent être simplifiées comme suit :

$$P_t = V_g i_{td} \quad (\text{II.74})$$

$$Q_t = -V_g i_{tq} \quad (\text{II.75})$$

Les courants de référence (i_{td_ref}, i_{tq_ref}) qui permettent d'imposer les puissances de référence (P_{t_ref}, Q_{t_ref}) sont alors donnés par :

$$i_{td_ref} = \frac{P_{t_ref}}{V_g} \quad (\text{II.76})$$

$$i_{tq_ref} = -\frac{Q_{t_ref}}{V_g} \quad (\text{II.77})$$

b) Contrôle des courants côté réseau

Le contrôle vectoriel des courants est effectué en utilisant le référentiel de Park synchronisé avec la tension réseau [HAQ10]. Les équations électriques du filtre (R_t, L_t) connecté au réseau peuvent être simplifiées dans ce référentiel comme suit :

$$v_{td} = R_t i_{td} + L_t \frac{di_{td}}{dt} - \omega_s L_t i_{tq} + V_g \quad (\text{II.78})$$

$$v_{tq} = R_t i_{tq} + L_t \frac{di_{tq}}{dt} + \omega_s L_t i_{td} \quad (\text{II.79})$$

Les deux composantes directe et en quadrature du courant de filtre sont contrôlées par deux correcteurs de type PI qui génèrent les références des tensions (v_{td_ref}, v_{tq_ref}). La composante en quadrature est utilisée pour régler la tension du bus continu tandis que la composante directe est utilisée pour régler la puissance réactive. La figure 2.41 montre le diagramme du contrôle des courants du convertisseur coté réseau dans le référentiel de Park. Il comprend trois étages ; régulation, compensation et découplage.

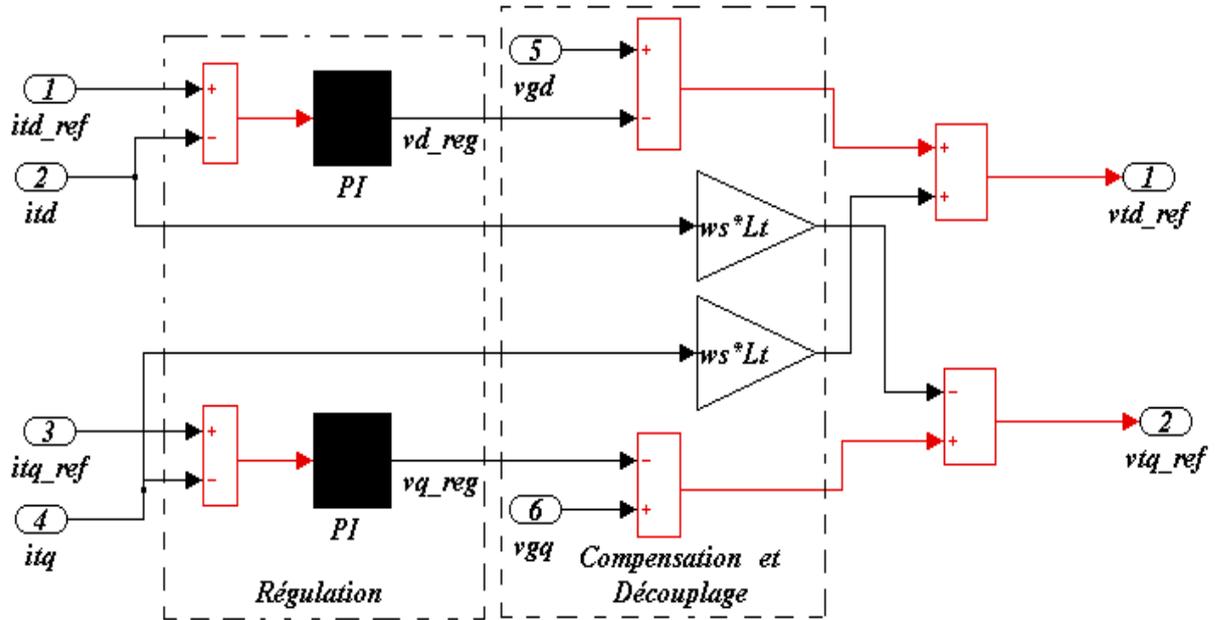
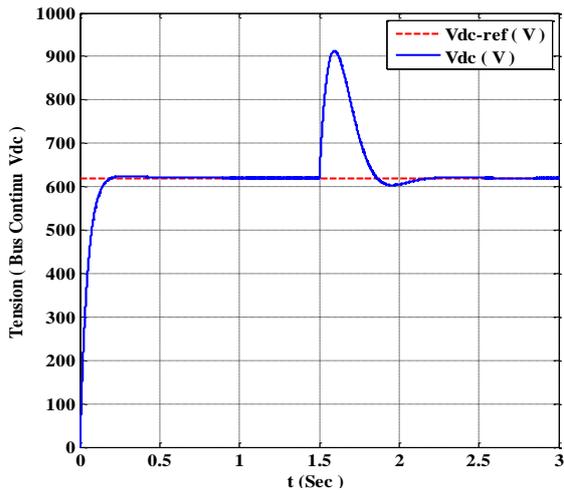


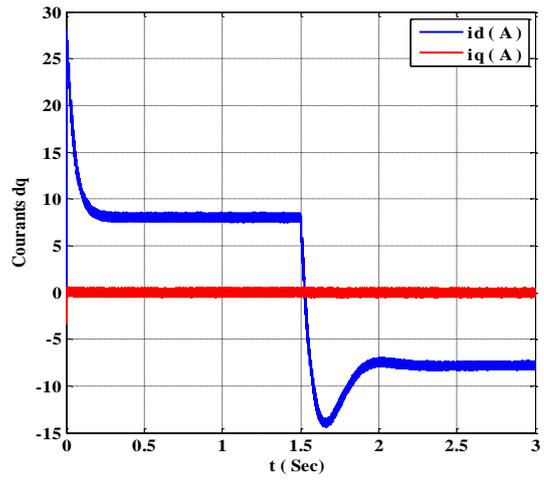
Fig. II.41. Diagramme de contrôle des courants du convertisseur côté réseau.

II.10.1. Résultats du contrôle du convertisseur côté réseau

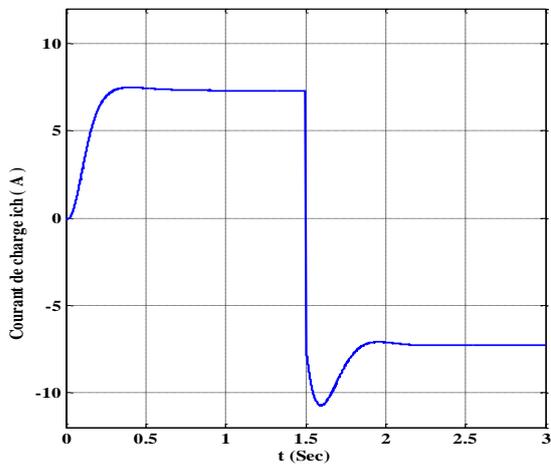
Le contrôle du convertisseur coté réseau a été étudié par simulation on suppose une charge résistive et nous testons les deux modes de fonctionnement du convertisseur par l'inversion du courant de charge. $i_{ch} > 0$ (Fonctionnement redresseur) et $i_{ch} < 0$ (fonctionnement onduleur). Ce test vas nous montré la possibilité d'écoulement de puissance dans les deux sens c'est-à-dire fonctionnement dans les deux modes (hyper synchrone et hypo synchrone) du système de conversion d'énergie éolienne.



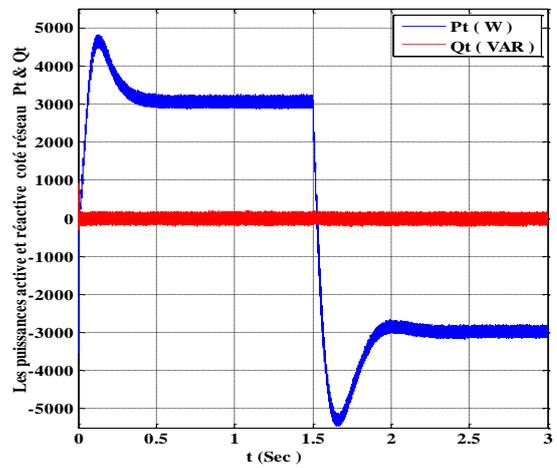
(a)



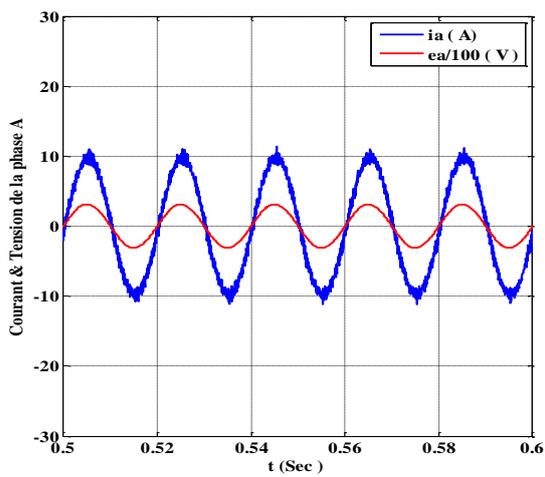
(b)



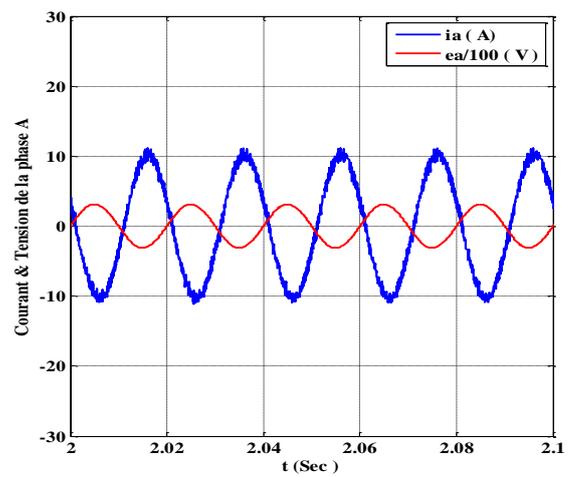
(c)



(d)



(e)



(f)

Fig. II.42. Résultats du contrôle vectoriel du CCR

II.11.SIMULATION DU SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIEN

Dans cette partie, nous présentons dans un premier temps le choix des différents paramètres du système de conversion d'énergie éolien basé sur la MADA (partie puissance et commande) et analysons les résultats obtenus par simulation pour deux points de fonctionnement en mode hypo ou hyper synchrone. Nous montrons que les différentes puissances mise en jeu peuvent être contrôlées indépendamment.

II.11.1.Choix des paramètres du système éolien

A. Partie puissance

Les différents paramètres électriques et mécaniques du système éolien étudié sont rassemblés dans le tableau II.1

Tableau II.1.Paramètres mécaniques et électriques du système éolien étudié.

Système	Paramètres
Turbine	Nombre de pale : 3 Rayon R=3m Inertie Jt=0.3126 kg. m ² Coefficient de frottement Kf=0.00681 Vitesse du vent nominale V _n =12m/s
Multiplicateur	5.4m
MADA	U _s =380 V, f=50 Hz, n=1440 tr/min P _n =7.5 KW, p=2, (N _r /N _s) ≈ 1, I _s =8.6 A R _s =1.2 Ω, R _r =1.8 Ω L _s =0.1554 H, L _r =0.1568 H, L _m =0.15 H
Bus continu	C= 4700 μF, v _{dc} =620v
Filtre RL	R _t = 0.2 Ω, L _f = 11.5 mH
Réseau électrique	U=380 V, 50 Hz

B. Partie commande

Les paramètres des différentes commandes du système éolien sont mentionnés dans le tableau II.2.

Commande	Paramètres
Contrôle MPPT	$\lambda_{opt} = 8.1, C_{pmax} = 0.477$
Gains des régulateurs PI des courants rotorique	$K_{pdq} = 2 \cdot \rho \cdot L_r - R_r$ $K_{idq} = 2 \cdot L_r \cdot \rho^2$ Avec $\rho = 2500$
Gains des régulateurs PI des courants dans le filtre	Temps de réponse du système en boucle fermée $t_{rf} = 0.01 \text{ s}$ $K_{pfdq} = \frac{3 \cdot L_t}{t_{rf}} = 3.45, K_{ifdq} = \frac{3 \cdot R_t}{t_{rf}} = 60$
Contrôle de la tension du bus continu	Facteur d'amortissement : $\xi=0.707$ Fréquence de coupure : $\omega_0 = 30 \text{ rad/s}$ $K_{pvdc} = 2 \cdot \xi \cdot C \cdot \omega_0 = 0.199$ $K_{ivdc} = C \cdot \omega_0^2 = 4.23$

II.12.RESULTATS DES DEUX MODES DE FONCTIONNEMENT

Les résultats de simulation ont été réalisés avec logiciel Matlab/Simulink. Afin de valider les commandes étudiés dans ce chapitre, nous présentons deux points de fonctionnement en mode hypo ou hyper synchrone. Pour ces simulations, nous considérons que le système éolien fonctionne dans la zone de fonctionnement optimal (zone 2), c'est-à-dire qu'il produit le maximum de puissance en fonction de la vitesse du vent. La tension de référence du bus continu, est fixée à 620V. La puissance réactive Q_{t_ref} est fixée à 0VAr, ce qui garantit un facteur de puissance unitaire à la connexion du CCR avec le réseau électrique. Par contre, nous ferons varier la puissance réactive statorique Q_s en jouant sur sa valeur de référence dans la commande du CCM.

II.12.1. Fonctionnement du système éolien en mode hypo synchrone

Pour ce mode de fonctionnement, un vent d'une vitesse égale à 7.5m/s est appliqué sur les pales de l'éolienne, ce qui correspond à une vitesse de la MADA en contrôle MPPT d'environ 1114 tr/min, soit un glissement de 30% en mode hypo synchrone, comme l'illustre la Fig. II.43 et II.43.a. Nous observons également que la tension du bus continu est parfaitement régulée à 620V par le CCR. La Fig. II.44 et II.44.a présentent l'évolution temporelle du courant et la tension de la phase a du stator et des différentes puissances électrique Q_s , P_s et P_r respectivement. Jusqu'à l'instant $t=1s$, le système éolien fonctionne à facteur de puissance unitaire car les puissances réactives Q_{s_ref} et Q_{t_ref} sont imposées égales à zéro. A partir de l'instant $t=1s$ jusqu'à $t=3s$, nous avons fixé la puissance réactive statorique de référence égale à -4500VAr, ce qui correspond aux changements de référence sur le courant direct rotorique (figure 8) et également sur la puissance réactive rotorique Q_r . A partir de l'instant $t=3s$ nous avons fixé la puissance réactive statorique de référence égale à +4500VAr, la encore, les différentes puissances réactives sont correctement régulées.

II.12.2. Fonctionnement du système éolien en mode hyper synchrone

Pour ce mode de fonctionnement, un vent d'une vitesse égale à 11.5m/s correspond au fonctionnement nominal de l'éolienne est appliqué sur les pales de l'éolienne, qui correspond à une vitesse de la MADA en contrôle MPPT d'environ 1950 tr/min, soit un glissement de -30% en mode hyper synchrone, comme l'illustre la figure II.45, II.45.a, II.46 et II.46.a. Les mêmes variations de puissance réactive statorique ont été appliquées pour ce mode de fonctionnement que pour le précédent. Nous remarquons également que les courants rotoriques d'axe dq sont parfaitement découplés grâce la compensation des termes de découplage. Nous observons également le courant de phase rotorique qui suit parfaitement sa référence obtenue par l'orientation du flux statorique. Les deux modes de fonctionnement sont donc validés, ainsi le contrôle indépendant des différentes puissances du système éolien.

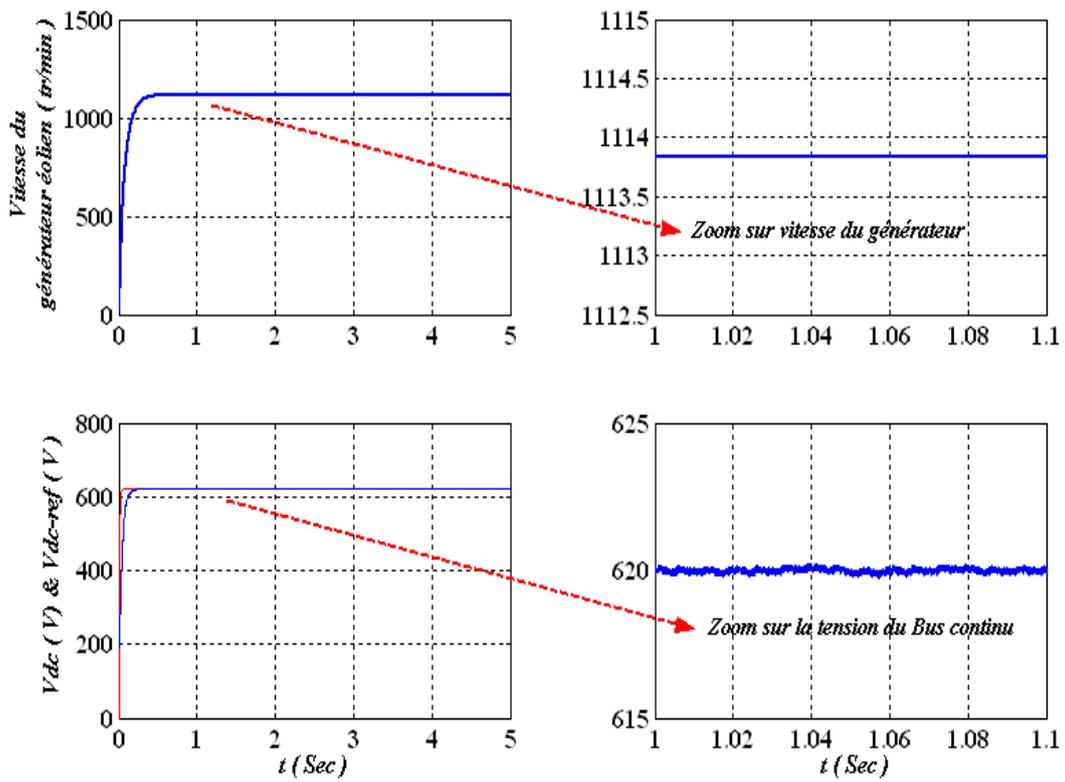


Fig. II.43. Évolution de la tension Vdc et la vitesse du générateur éolien en mode Hyposynchrone

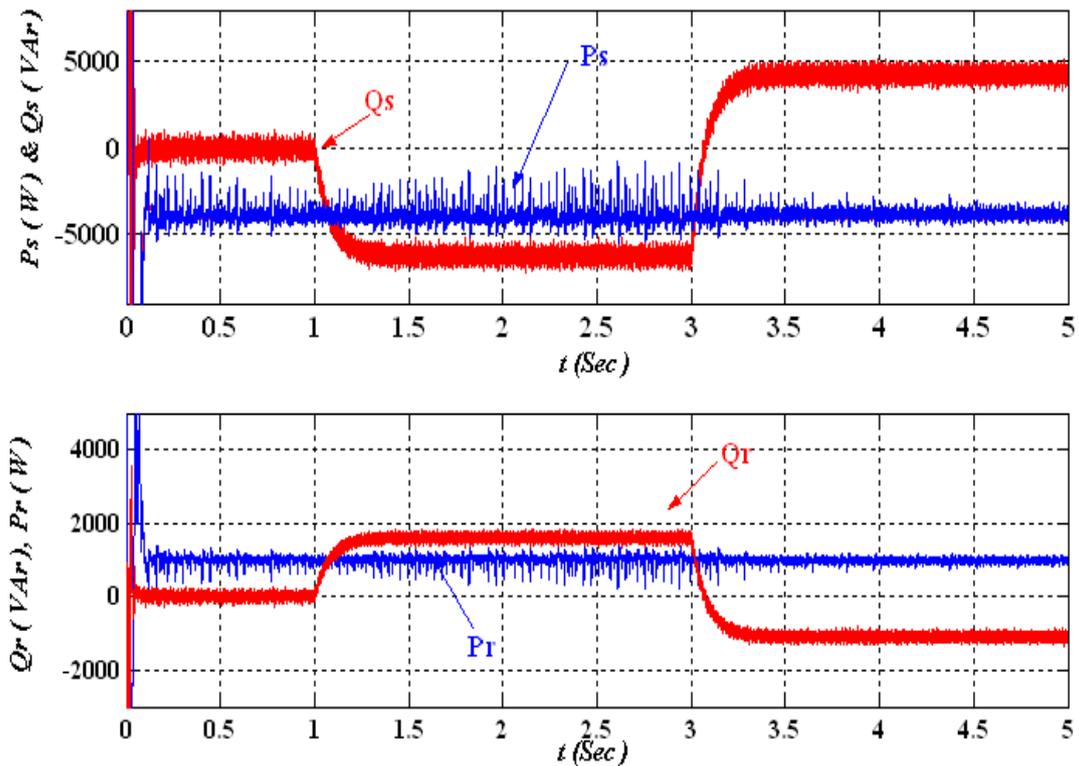


Fig. II.43.a. Évolution des puissances actives et réactive statorique et rotorique en mode Hyposynchrone

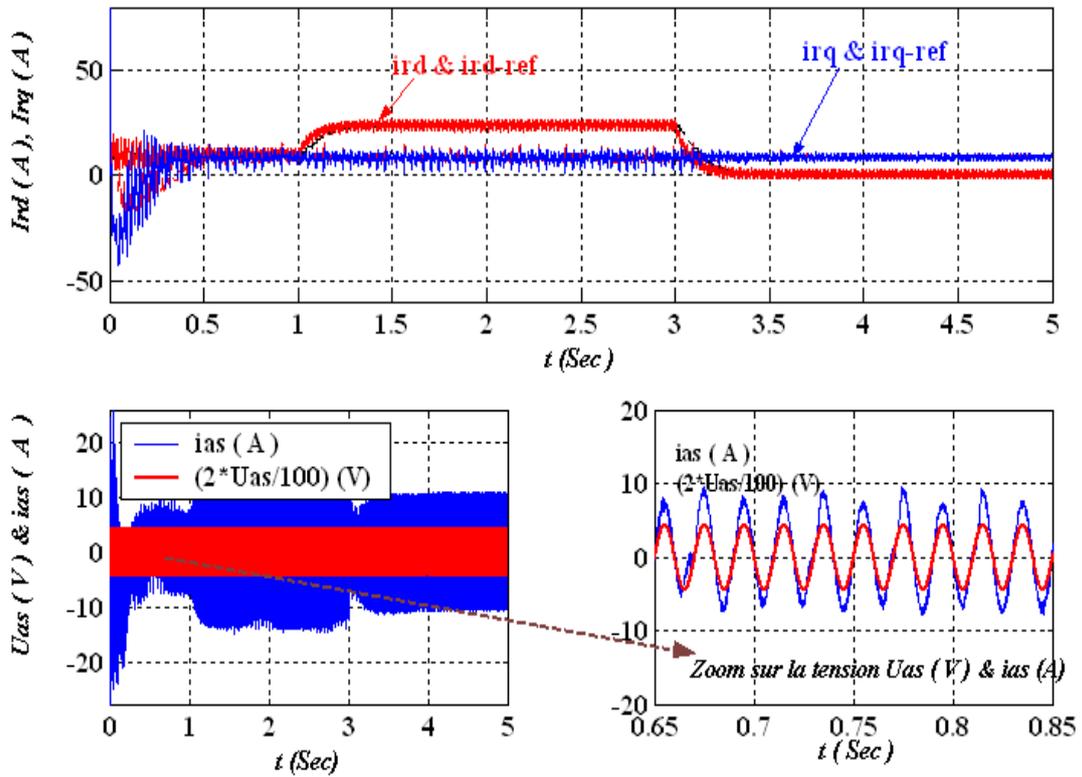


Fig. II.44 Courant du rotor d'axe dq et la tension-courant de la phase a du stator en mode Hyposynchrone

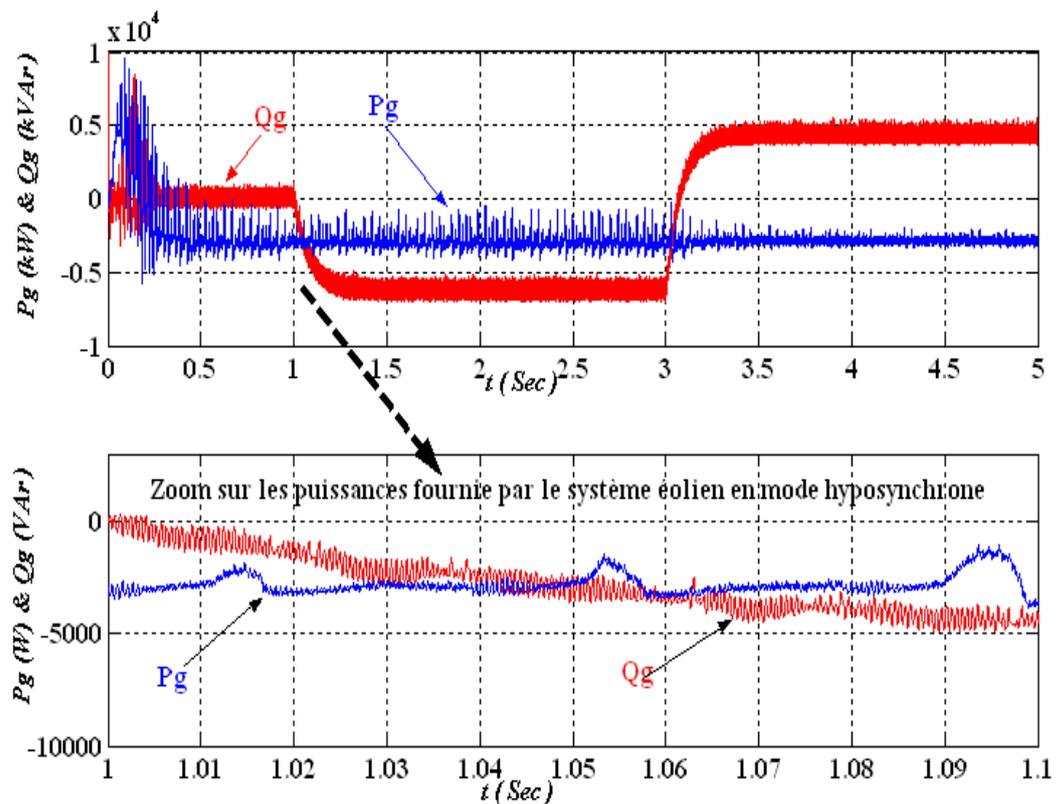


Fig. II.44.a Évolution de la puissance active et réactive fournie par le générateur en mode Hyposynchrone

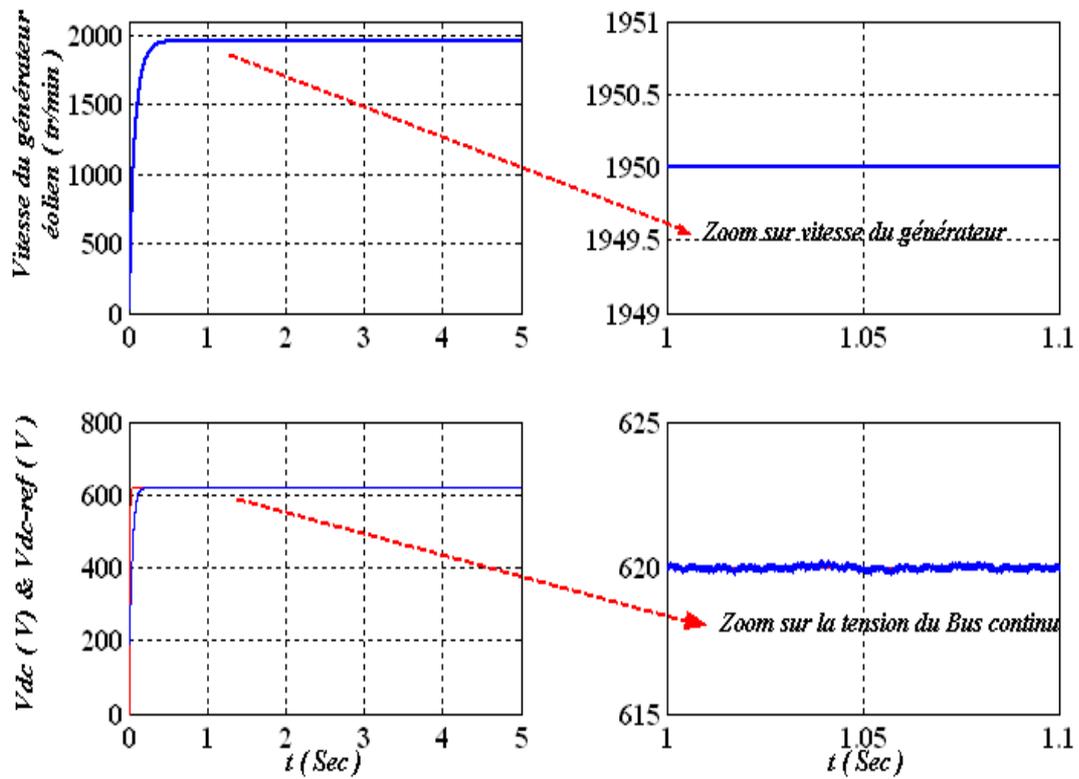


Fig. II.45. Évolution de la tension Vdc et la vitesse du générateur éolien en mode Hypersynchrone

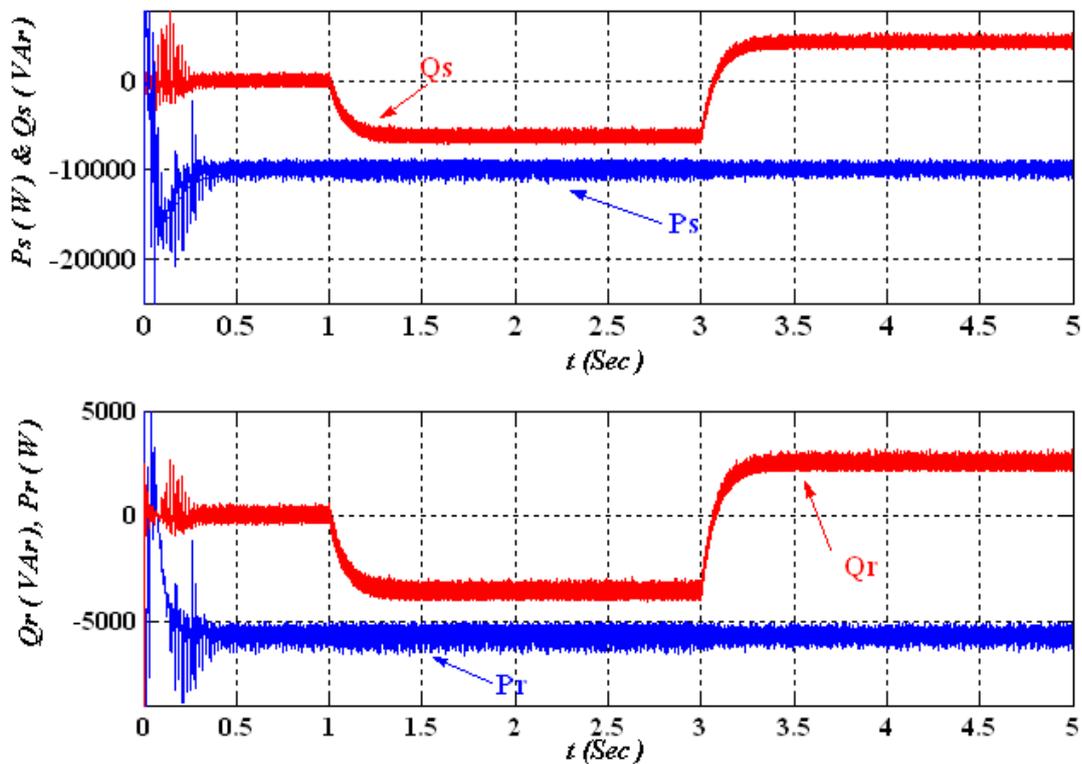


Fig. II.45.a Évolution des puissances actives et réactive statorique et rotorique en mode Hypersynchrone

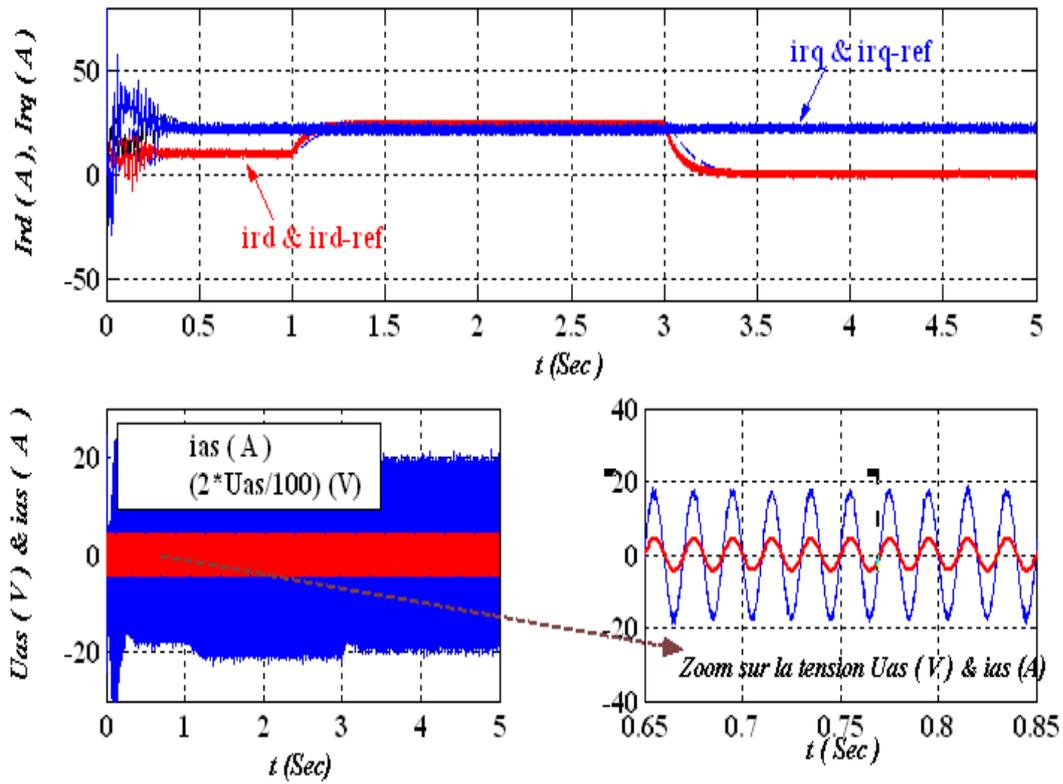


Fig. II.46 Courant du rotor d'axe dq et la tension-courant de la phase a du stator en mode Hypersynchrone

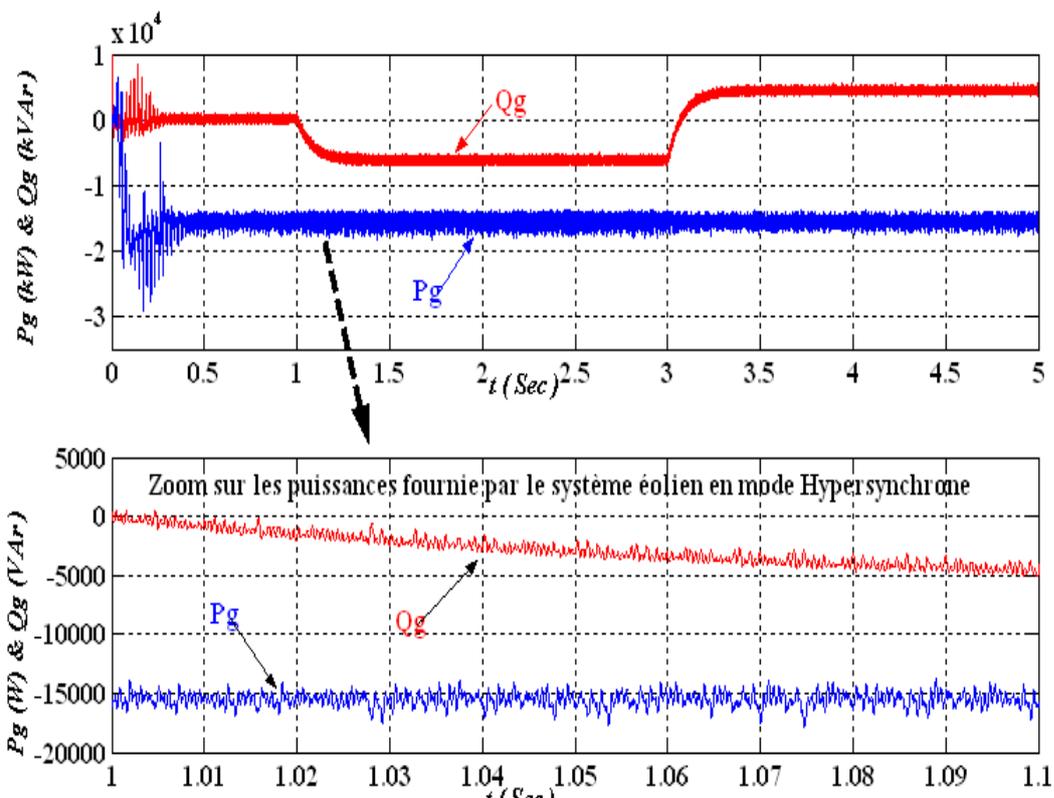


Fig. II.46.a Évolution de la puissance active et réactive fournie par le générateur en mode Hypersynchrone

II.12.3. Test de robustesse de la de la commande découplée indirecte en Pet Q

Dans le but de tester la robustesse de la commande découplée indirecte en Pet Q nous allons étudier l'influence des variations paramétriques de la résistance statorique et rotorique de la MADA.

II.12.4. Résultats de simulations et Interprétation

La figure III.46.b montre le comportement de la commande lorsque la résistance statorique R_s est augmentée de 120% de ça valeur nominale dans l'intervalle de temps [2S 3S] .La figure II.46.c montre le comportement de la commande lorsque R_r est augmentée de 300% de ca valeur nominale. Les résultats obtenus présentés par les figures II.46.b et II.46.c montrent l'insensibilité de la commande dans le cas de variation de la résistance statorique par contre elle n'est pas robuste dans le cas de variation de la résistance rotorique c'est-à-dire elle perde l'efficacité de réglage mais le découplage reste maintenu.

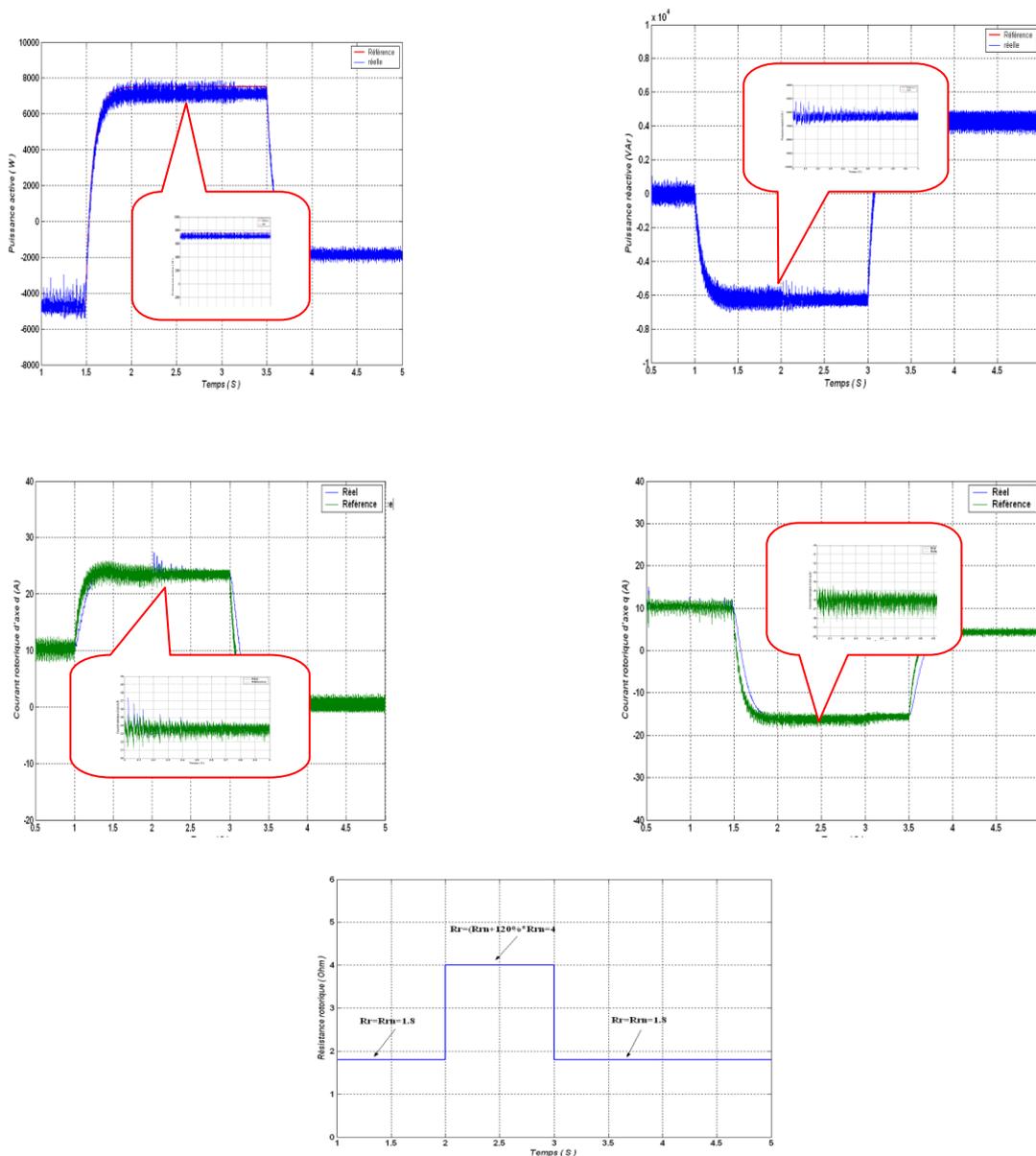


Fig. II.46.b. Comportement de la commande découplée indirecte en P et Q lors de la variation de la résistance rotorique (R_r).

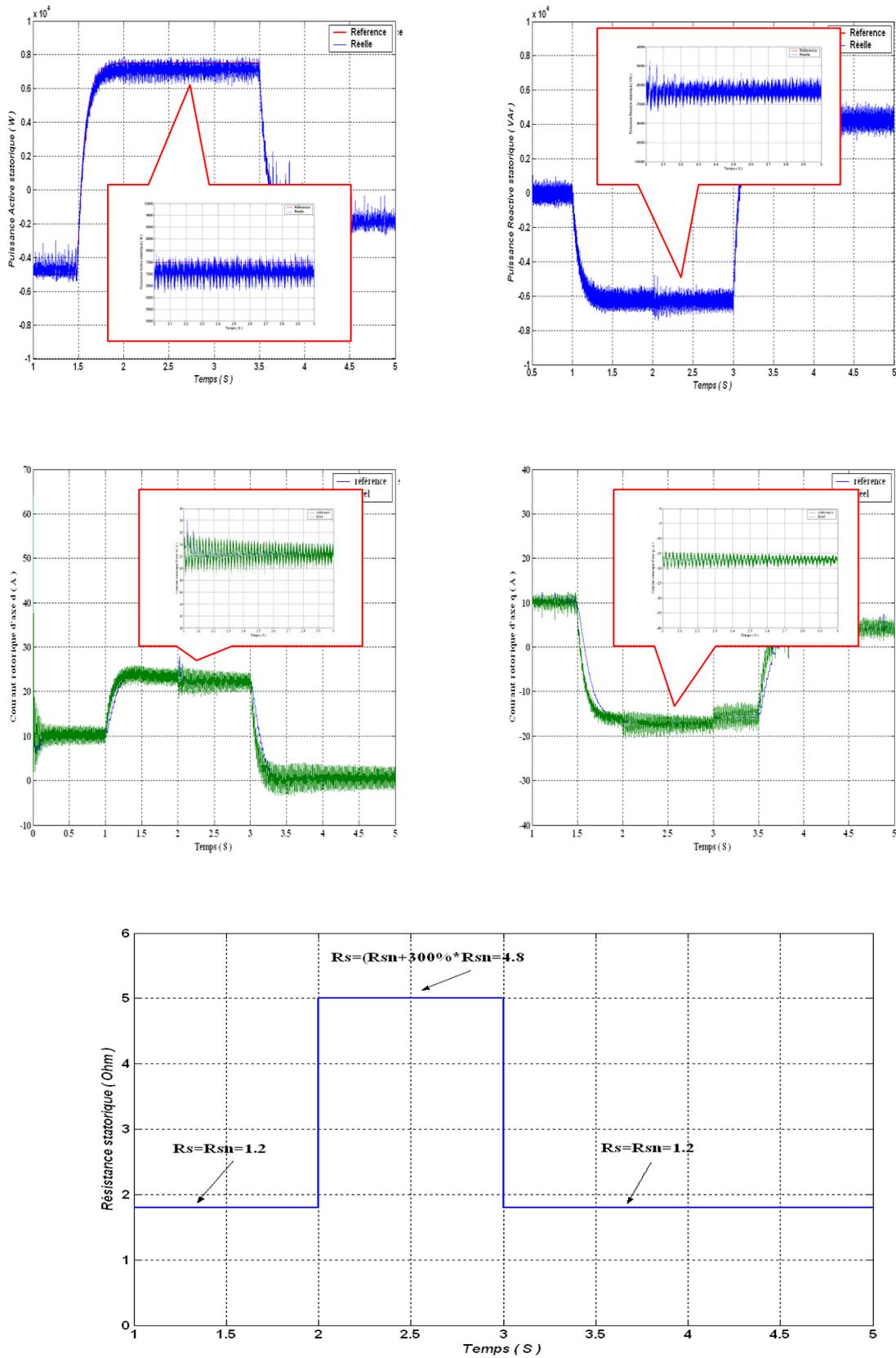


Fig. II.46.c. Comportement de la commande découplée indirecte en P et Q lors de la variation de la résistance statorique (R_s).

II.13.CONCLUSION

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

Dans la suite de ce chapitre, nous avons donc centré notre étude sur la commande dans cette zone de fonctionnement permettant à l'éolienne d'extraire le maximum de puissance disponible dans le vent. Deux méthodes de contrôle MPPT ont été examinées et détaillées (avec ou sans asservissement de la vitesse de rotation). Les différentes commandes du CCM et du CCR ont été détaillées pour assurer un contrôle indépendant des puissances active et réactive tout en garantissant un fonctionnement optimal de l'éolienne.

Enfin, afin de valider la modélisation et la commande globale du système éolien, nous avons effectué des simulations pour deux points de fonctionnements : l'un en mode hyposynchrone et l'autre en mode Hypersynchrone. Les résultats obtenus ont montré que les puissances actives et réactives du système éolien pouvaient être contrôlées de façon indépendante tout en garantissant une puissance active optimale fournie au réseau électrique quel que soit le mode de fonctionnement.

Chapitre III :

Contrôle Direct du Couple et de Puissance (DTC et DPC) appliqués au Système de Conversion d'Énergie Éolienne

III.1. INTRODUCTION

Depuis une trentaine d'années, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction. Ces méthodes appelées "commandes vectorielles" assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu [GHO01]. Au cours des dernières années, le développement de nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation des structures de commande beaucoup plus évoluée. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de commande directe du couple (DTC) et de la puissance (DPC), Les synoptiques de commande ont certes évolués dans le sens d'améliorer certains aspects comme la minimisation de l'influence des paramètres de la machine. Le principe du contrôle direct, notamment du couple, a été proposé en 1986 par TAKAHASHI, et il a été développé plus tard pour d'autres applications. Le but était d'éliminer le bloc de modulation et les boucles internes en les remplaçant par un tableau de commutation dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les mesures effectuées.

La première application développée était le contrôle d'une machine électrique et la structure de contrôle était connue sous le nom de Contrôle Direct du Couple ou DTC (*Direct Torque Control*). Dans ce cas, on contrôle le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine sans aucun bloc de modulation. Ensuite, une technique similaire, mais appliquée sur la puissance, appelée Contrôle Direct de Puissance ou DPC (*Direct Power Control*) était proposée par [NIA11] et développée après par [MALI04] pour une application de contrôle des redresseurs en remplacement de la commande classique basés sur la régulation de boucles de courant. Dans cette nouvelle technique de commande, les variables contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées.

Ce chapitre a pour objectif d'étudier et d'appliquer deux techniques de commande (DTC et DPC) permettant de contrôler le fonctionnement dans les conditions optimales du système de conversion d'énergie éolienne (Fig. III.1). Au premier lieu nous présentons le principe de la DTC appliqué au convertisseur coté rotor de la MADA CCM. Ensuite, et toujours dans la même partie nous cherchons à améliorer les performances obtenus avec la DTC classique. Cela est réalisé par le

biais de la DTC-SVM. Dans cette dernière nous remplaçons la table de commutation par une modulation de type vectorielle (SVM : Space Vector Modulation). Ensuite, dans cette étude, on applique la DPC au convertisseur coté réseau CCR. Dans l'implémentation de cette commande nous utilisons une table de commutation, synthétisée à partir de l'étude de variations des puissances instantanées active et réactive, assure un contrôle simultané et précis de ces dernières.

Enfin, des résultats de simulation sont présentés pour mettre en évidence les performances des deux techniques de contrôle proposées dans la commande du système de conversion d'énergie éolienne.

III.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC)

Le principe est la régulation directe du couple de la machine asynchrone à double alimentation par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont le flux rotorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par des régulateurs à hystérésis. Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs [CAS02], [SWI04].

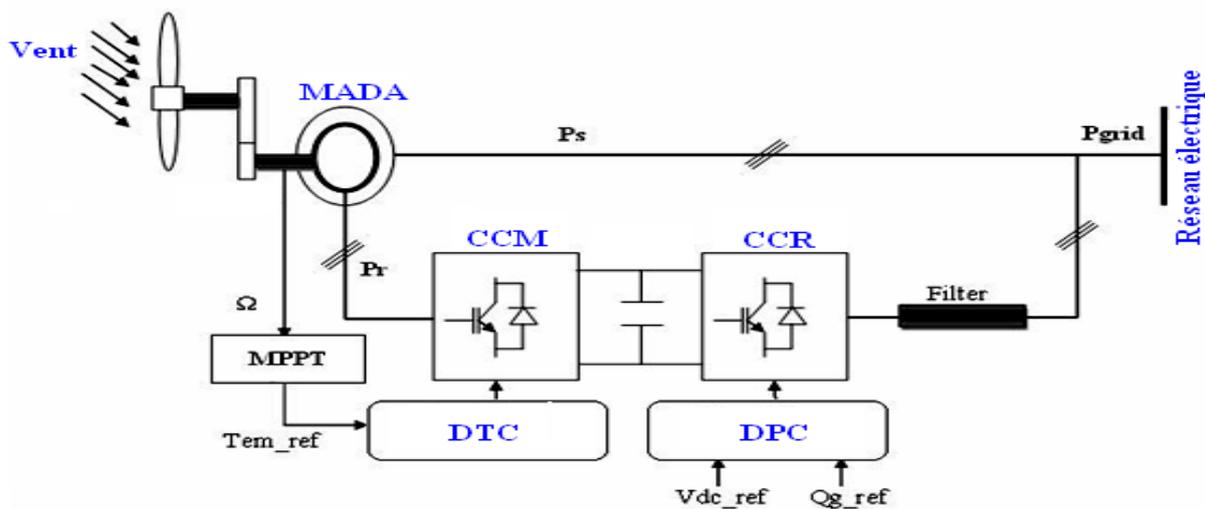
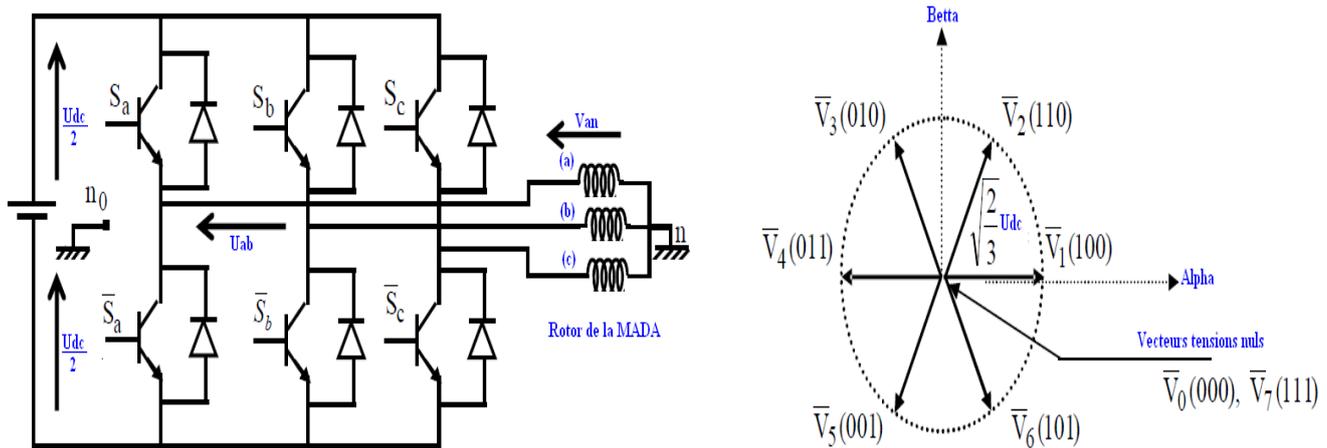


Fig. III.1. Structure de la commande du système de conversion d'énergie éolienne.

Le convertisseur de puissance utilisé dans le coté rotor de la machine CCM est un onduleur de tension classique à 2 niveaux. Ce dernier permet d'atteindre 7 positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur.

$$\vec{V}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} [S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (III.1)$$

Les différentes combinaisons des 3 grandeurs (S_a , S_b , S_c) permettent de générer huit positions du vecteur \vec{V}_r dont deux correspondent au vecteur nul.


 Fig. III.2. Onduleur de tension et vecteurs de tension V_r

La méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage direct de l'onduleur par applications successives à la période de commande de l'onduleur T_e , des vecteurs \bar{V}_i non nuls, et des vecteurs nuls V_0, V_7 . Le vecteur de contrôle a donc huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe T_e). Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés par l'onduleur de tension pour contrôler, à la fois le couple et le flux rotorique, après la détermination des composantes du vecteur flux rotorique, soit par estimation en intégrant directement les tensions rotoriques soit préférablement par observation, par la suite le couple électromagnétique est estimé à partir des courants rotoriques mesurés [KHE10].

L'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis double bande, générant à sa sortie la variable S_{Cem} à trois niveaux (-1, 0, 1), représentative du sens d'évolution temporelle souhaité pour le couple [ZHA10]. De même, le module du vecteur flux rotorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur de flux rotoriques injecté dans un régulateur à hystérésis de bande unique, générant à sa sortie la variable binaire S_ϕ , représentative de l'évolution souhaité pour le flux [KHE10], [ZHA10]. La variable ϕ correspond à une discrétisation de l'angle du vecteur flux rotorique, et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve ce vecteur.

III.2.1. Modélisation du convertisseur côté rotor CCM

Le convertisseur de puissance à deux niveaux utiliser pour l'alimentation du rotor, est constitué de trois bras indépendants, comprenant chacun deux interrupteurs (Fig. III.2). Chaque interrupteur comprend un transistor IGBT et d'une diode montée en antiparallèle [SWI05]. La tension fournie par un convertisseur DC-AC, varie instantanément de zéro à la valeur de la tension du bus continu et vice-versa, ce qui rend le convertisseur statique non linéaire du point de vue instantané. Pour la définition de lois de commande linéaires des systèmes alimentés par ces convertisseurs statiques, un bloc de commande MLI est généralement utilisé [SWI05], [KHE10].

Il génère les signaux de commande des semi-conducteurs de puissance afin de produire une tension de sortie dont la valeur moyenne sur une période d'échantillonnage, est proportionnelle au rapport cyclique. Dans ce cas l'ensemble module MLI – convertisseur statique peut être modélisé par des valeurs moyennes.

III.2.1.1. Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un convertisseur à 2-Niveaux.

Le vecteur V_r est directement calculé à partir des états des 6 interrupteurs de puissance de l'onduleur et de la tension continue U_{dc} . L'état, ouvert ou fermé, des interrupteurs de puissance est représenté par 3 grandeurs booléennes de commande notées S_j ($j = a, b, c$), Fig. III.2 [SWI05]. Pour le bras j , lorsque $S_j = '1'$, l'interrupteur du haut est fermé et l'interrupteur du bas ouvert. Inversement lorsque $S_j = '0'$, l'interrupteur du haut est ouvert et l'interrupteur du bas fermé.

Les combinaisons des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer, par rapport au système d'axes (d, q), 8 positions du vecteur tension V_r dont 2 correspondent au vecteur nul [ZEL05] : (S_a, S_b, S_c) = (111) ou (S_a, S_b, S_c) = (000).

Les tensions phase point neutre fictive de la machine peuvent s'écrire, en triphasé, sous la forme du système d'équations (III.1.a).

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.1.a})$$

En appliquant la transformation de Park, aux tensions phase-neutre données par (III.1.a), on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveau de phase (III.1.b).

$$\underline{V}_r = V_{rd} + jV_{rq} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} (S_a + \underline{a}S_b + \underline{a}^2S_c) \quad (\text{III.1.b})$$

L'ensemble des vecteurs tensions délivrés par un convertisseur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentés dans la Fig. III.2.a [ZEL05].

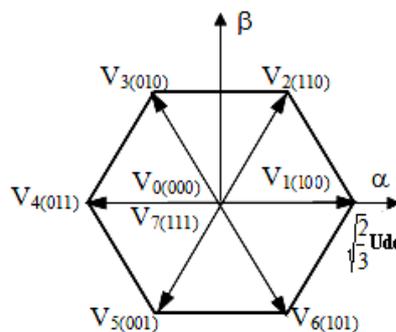


Fig. III.2.a. Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un convertisseur 2-niveaux.

Les huit vecteurs de tensions sont représentés dans le plan (α, β) par la figure III.2.a où V_0 et V_7 sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égale à $\sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc}$. Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de $\frac{\pi}{3}$

III.2.2. Contrôle du flux rotoriques

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au rotor. Le flux rotorique de la machine asynchrone à double alimentation est obtenu à partir de l'équation suivante:

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (\text{III.2})$$

On obtient :

$$\bar{\Phi}_r = \int_0^t (\bar{V}_r - R_r \bar{I}_r) dt \quad (\text{III.3})$$

La chute de tension due à la résistance du rotor peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors :

$$\bar{\Phi}_r = \bar{\Phi}_{r0} - \int_0^t \bar{V}_r dt \quad (\text{III.4})$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué reste constant, on peut écrire alors:

$$\bar{\Phi}_r(k+1) \approx \bar{\Phi}_r(k) + \bar{V}_r T_e \quad (\text{III.5})$$

Où encore :

$$\Delta \bar{\Phi}_r = \bar{V}_r T_e \quad (\text{III.6})$$

Pour une période d'échantillonnage constante l'erreur du flux rotorique $\Delta \bar{\Phi}_r$ est proportionnelle au vecteur de tension appliqué au stator de la machine. La figure (III.3.a) montre que la sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux rotorique $\bar{\Phi}_r$, dans le plan, (α, β) .

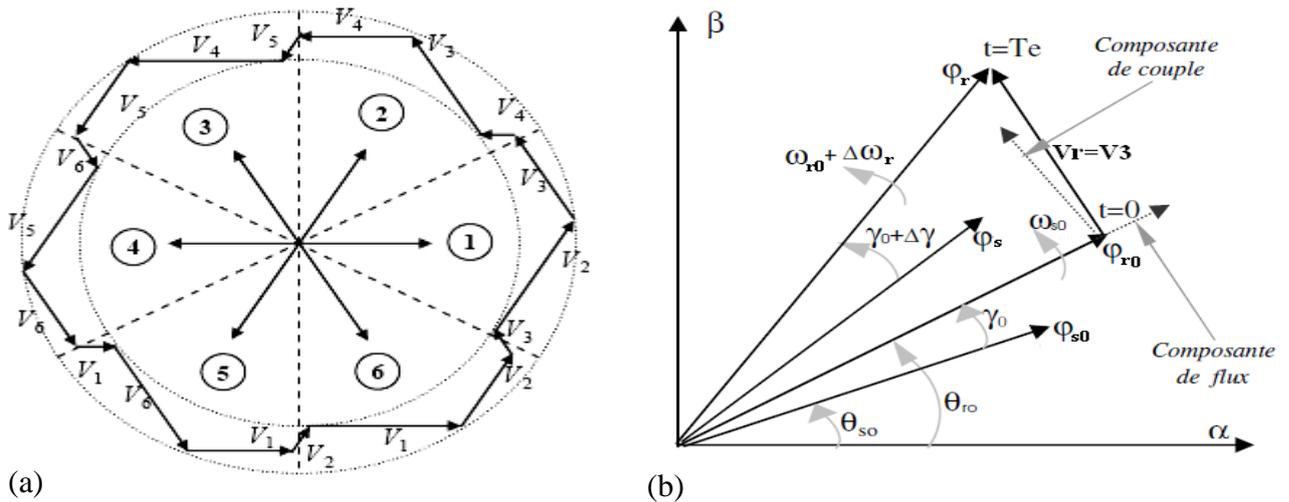


Fig. III.3. (a) : Sélection du vecteur tensions V_i correspond au contrôle de l'amplitude de flux et (b) : Évolution du vecteur flux rotorique dans le plan (α, β)

La figure III.3.b montre un exemple de l'évolution de l'extrémité du vecteur flux rotorique dans le cas où $V_r = V_3$. Cette figure montre que la composante radiale du vecteur tension agit sur l'amplitude du vecteur flux et sa composante tangentielle agit sur la position du vecteur flux. En sélectionnant pas à pas le vecteur tension approprié, il est possible de faire suivre au vecteur flux statorique une trajectoire choisie permettant d'avoir une bonne dynamique de la machine [ZEL05], [NAC11]. Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux rotorique Φ_r dans une couronne circulaire comme le montre la figure.III.4, la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu' elle est négative [NAC11].La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l' intervalle de commande des interrupteurs, lui même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques.

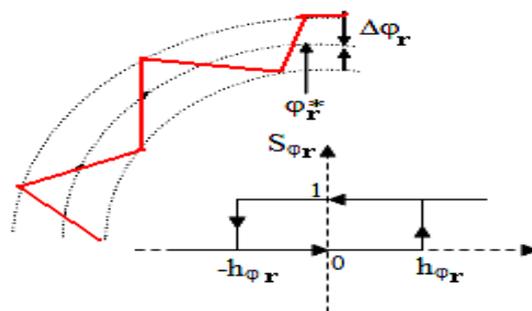


Fig. III.4. Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux rotorique

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\Phi_r > h_{\Phi_r} & \Rightarrow S_{\Phi_r} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\Phi_r \leq h_{\Phi_r} \text{ et } \frac{d\Delta\Phi_r}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{\Phi_r} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\Phi_r \leq h_{\Phi_r} \text{ et } \frac{d\Delta\Phi_r}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{\Phi_r} = 1 \\ \text{si } \Delta\Phi_r < -h_{\Phi_r} & \Rightarrow S_{\Phi_r} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\Phi_r$, entre le flux de référence Φ_{rref} et le flux estimé Φ_r dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux voir figure III.4, celui-ci génère à sa sortie la valeur $S_{\Phi_r}=+1$ pour augmenter le flux et $S_{\Phi_r}=0$ pour le réduire; ce type de correcteur permet d'obtenir de bonne performance dynamique du flux. Ainsi, pour faire évoluer le vecteur de flux rotorique Φ_r dans une couronne circulaire, les vecteurs V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés [NAC11]. Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux Φ_r . Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur.

III.2.3. Contrôle du couple électromagnétique

La transformation de Park est faite avec conservation de puissance, l'expression du couple électromagnétique durant l'intervalle de commande peut être écrite sous la forme: [NAC11], [NAC10]

$$C_{em} = \frac{pL_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin\gamma \quad (\text{III.8})$$

Où $\gamma = \theta_s - \theta_r$ est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique. En utilisant la notation complexe du flux statorique et du flux rotorique on obtient:

$$\overline{\Phi_s} = [\Phi_s, \theta_s] = \Phi_s e^{j\theta_s}, \quad \overline{\Phi_r} = [\Phi_r, \theta_r] = \Phi_r e^{j\theta_r}, \quad (\text{III.9})$$

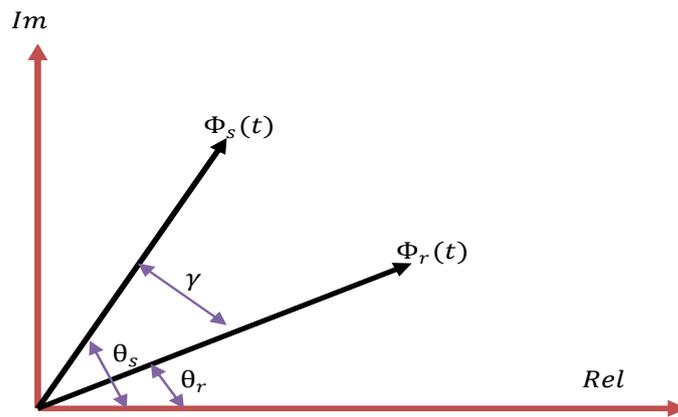


Fig. III.5. Représentation complexe des vecteurs flux statorique et rotorique

D'après (III-8) on constate que le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs Φ_s et Φ_r et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux Φ_r à partir de V_r en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de Φ_s et donc le couple.

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la Fig.III.6 Utilisé pour contrôler la machine dans les deux sens de rotation [ROD04]. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme de l'équation III-10, tels que ' S_{cem} ' représente l'état de sortie du comparateur et ' h_{cem} ' la limite de la bande d'hystérésis.

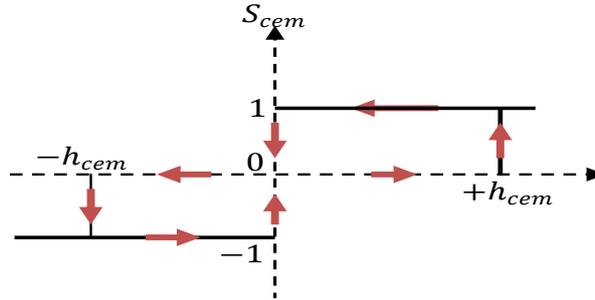


Fig. III.5. Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } \Delta C_{cem} > h_{cem} \quad \Rightarrow S_{cem} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_{cem} \leq h_{cem} \quad \text{et } \frac{dC_{cem}}{dt} > 0 \quad \Rightarrow S_{cem} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_{cem} \leq h_{cem} \quad \text{et } \frac{dC_{cem}}{dt} < 0 \quad \Rightarrow S_{cem} = 1 \\ \text{si } \Delta C_{cem} < -h_{cem} \quad \Rightarrow S_{cem} = -1 \\ \text{si } -h_{cem} \leq \Delta C_{cem} \leq 0 \quad \text{et } \frac{dC_{cem}}{dt} > 0 \quad \Rightarrow S_{cem} = 0 \\ \text{si } -h_{cem} \leq \Delta C_{cem} \leq h_{cem} \quad \text{et } \frac{dC_{cem}}{dt} < 0 \quad \Rightarrow S_{cem} = -1 \end{array} \right. \quad (\text{III.10})$$

L'écart ΔC_{cem} , entre le couple de référence C_{cem_ref} et le couple estimé C_{cem_est} est introduit dans le comparateur à hystérésis à trois niveaux, ce dernier va générer à sa sortie la valeur $S_{cem} = 1$ pour augmenter le couple, $S_{cem} = -1$ pour le réduire et $S_{cem} = 0$ pour le maintenir constant à l'intérieur d'une bande h_{cem} autour de sa référence [ROD04], [MOU12d]. L'augmentation des niveaux du correcteur entraîne une minimisation de la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux. Ce type de correcteur autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique. De plus, ce comparateur autorise une décroissance rapide du couple, en plus l'application des vecteurs nuls fait arrêter la rotation du vecteur flux rotorique. Ce type de comparateur confère à la commande de la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure de commande.

III.3.ESTIMATEURS

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux rotorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces grandeurs [MOU10], [MOU12d].

III.3.1. Estimation du flux rotorique

L'estimation du flux rotorique est réalisée à partir des mesures des grandeurs rotoriques (courants et tensions) de la MADA. L'expression du flux rotorique s'écrit :

$$\frac{d\bar{\psi}_r}{dt} = \bar{V}_r - R_r \cdot \bar{I}_r \quad (\text{III.11})$$

Dans la référence $\alpha\beta$, les composantes du flux rotoriques sont déterminées comme suite :

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \int (V_{r\alpha} - R_r \cdot I_{r\alpha}) dt \\ \psi_{r\beta} = \int (V_{r\beta} - R_r \cdot I_{r\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

$$\psi_r = \sqrt{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2} \quad (\text{III.13})$$

Où $\psi_{r\alpha}$ et $\psi_{r\beta}$ sont estimées en utilisant l'équation (III.12) qui nécessite la connaissance des composantes du vecteur courant rotorique et du vecteur tension rotorique: $I_{r\alpha}$, $I_{r\beta}$, $V_{r\alpha}$ et $V_{r\beta}$. Les composantes du vecteur courant rotorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurées I_{ra} , I_{rb} et I_{rc} .

$$\begin{cases} I_{r\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{ra} \\ I_{r\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{rb} - I_{rc}) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

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

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_{dc} [S_a - 0.5(S_b + S_c)] \\ V_{r\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

La détermination de la position de φ_r , dans l'intervalle $[0-2\pi]$ est donné par la table III.1.

		φ_r
$\Phi_{r\alpha} > 0$	$\Phi_{r\beta} > 0$	$\arctan\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right)$
	$\Phi_{r\beta} < 0$	$\arctan\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right) + \frac{\pi}{2}$
$\Phi_{r\alpha} < 0$	$\arctan\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right) + \pi$	
$\Phi_{r\alpha} = 0$	$\Phi_{r\alpha} \geq 0$	$\frac{\pi}{2}$
	$\Phi_{r\alpha} \leq 0$	$\frac{3\pi}{2}$

Table. III.1. Position du vecteur flux rotorique

III.3.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant rotorique donnée par l'équation :

$$Cem_{est} = p. (\psi_{r\alpha}I_{r\beta} - \psi_{r\beta}I_{r\alpha}) \quad (III.16)$$

III.3.3. Élaboration de la table de commutation

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\Phi_r$ et ΔC_{em} , et selon la position du vecteur de flux rotorique ($Ni=1,\dots,6$). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs du convertisseur coté rotor CCM qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\Phi_r$ et ΔC_{em} , suivant la logique de comportement du flux et du couple vis à vis de l'application d'un vecteur de tension rotorique [MOU10], [MOU12d].

	Augmentation	Diminution
Φ_r	V_{i-1}, V_i et V_{i+1}	V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3}
Cem	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Table. III.2. Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC.

En se basant sur cette table généralisée, on peut établir la table classique des séquences ci dessous résumant la *MLI* vectorielle proposée par *Takahashi* pour contrôler le flux rotorique et le couple électromagnétique de la MADA.

Secteur (N)		1	2	3	4	5	6
$S_{\Phi_r} = 1$	$S_{cem} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$S_{cem} = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$S_{cem} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$S_{\Phi_r} = 0$	$S_{cem} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$S_{cem} = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$S_{cem} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
$V_0=[000] ; V_1=[100] ; V_2=[110] ; V_3=[010] ; V_4=[011] V_5=[001] ; V_6=[101] ; V_7=[111]$							

Table. III.3. Table de commutation de la DTC définissant les séquences de commande du CCM

III.4.STRATEGIE DE COMMANDE DTC PAR LA METHODE DE TAKAHASHI

La méthode de type DTC la plus classique est basée sur l'algorithme suivant [CAS02], [SWI04].

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50ms$),
- On mesure les courants de ligne et les tensions par phase,
- On reconstitue les composantes du vecteur flux rotor,
- L'estimation du couple électromagnétique de la machine est alors possible grâce à l'estimation des composantes de flux et aux mesures des courants de lignes,
- L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduite dans un régulateur hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire (S_{Φ_r}) à deux niveaux,
- L'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduit dans un régulateur hystérésis qui génère à sa sortie une variable logique à trois niveaux (S_{cem}) afin de minimiser la

fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux,

- Le choix de l'état de l'onduleur est effectué dans une table de commutation construite en fonction de l'état des variables (S_{ϕ_r}) et ($S_{c_{em}}$) et de la zone de la position de flux ϕ_r . En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux rotorique est arrêtée et entraîne ainsi une décroissance du couple. Nous choisissons V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur [SWI04], [MOU10].

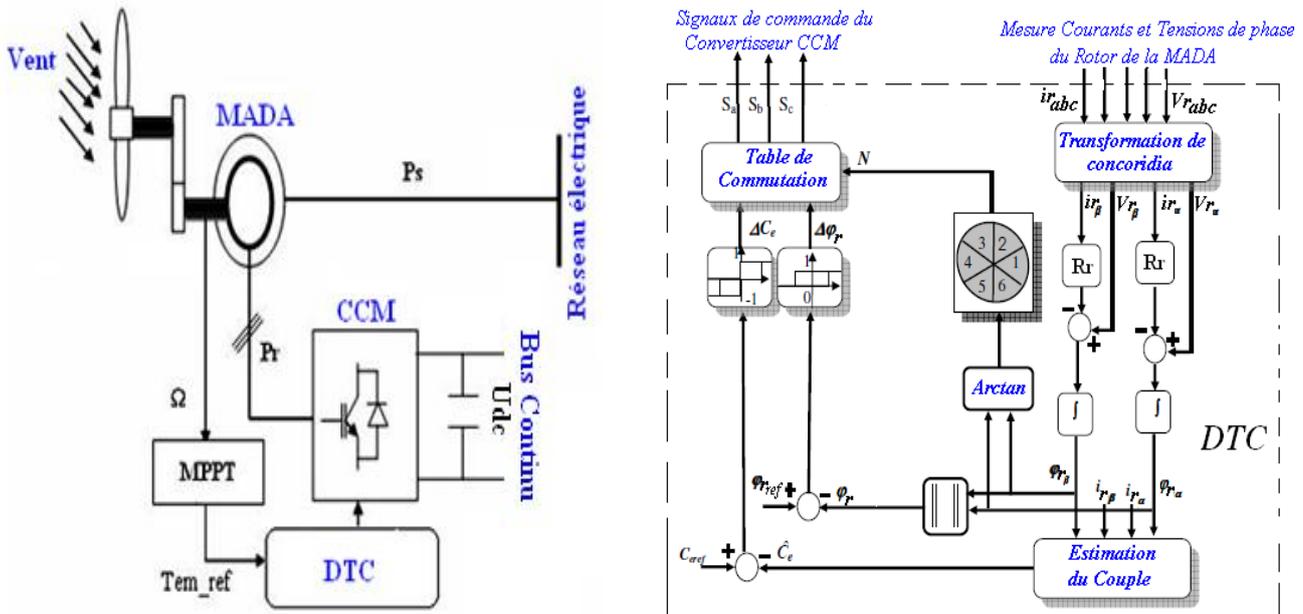


Fig. III.6. Schéma de principe de la DTC appliquée à la MADA

III.5. RESULTATS DE SIMULATION DE LA DTC APPLIQUÉE À LA MADA

La structure détaillée de la commande directe de couple DTC de la MADA est présentée par la Fig.III.6. Le cote rotor (MADA+CCM) du système éolien et sa commande DTC a été testée par simulation sous environnement Matlab Simulink. Le schéma de principe de la commande est donné par la figure III.6. Dans cette partie de simulation nous utilisons une MADA de 7.5KW dont les paramètres sont donnés dans le chapitre II section (II.11.1).

Un vent de 6m/s à 7.5 m/s est appliqué sur les pales ce qui correspond à un mode Hyposynchrone de la chaîne de conversion. La MADA tourne en dessous de la vitesse de synchronisme (Fig. III.7). Nous utilisons le bloc MPPT (chapitre II, section II.3.1) afin de faire fonctionner le système éolien dans la zone de fonctionnement optimal (zone 2), c'est-à-dire qu'il produit le maximum de couple (couple de référence) en fonction de la vitesse du vent. Ainsi, nous supposons que la tension de bus continu est constante ($U_{dc}=620V$).

Les figures III.7, 8 et 9 présentent les résultats de simulations pour la commande directe de couple et le flux rotorique. Dans la figure III.7 nous apercevons les performances de réglage de vitesse da

la MADA obtenus par la stratégie MPPT. Notons que le bloc MPPT délivre un couple de référence optimale. La figure III.9, montre que les deux composantes du flux $\psi_{r\alpha}$ et $\psi_{r\beta}$ sont en quadrature et que le vecteur flux rotorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire comme le montre la figure II.8

La figure III.8, illustre les réponses du système et montrent la haute dynamique du couple, on constate que le contrôleur à trois niveaux permet le contrôle de la machine dans les deux sens de rotation, mais avec un nombre de commutations plus élevées ce qui augmente les pertes par commutation des interrupteurs. On peut ainsi conclure que l'ensemble des six vecteurs tension actifs fournis par le convertisseur à 2-niveaux sont suffisant pour garantir la stabilité de la régulation découplée du couple et du flux rotorique.

D'autre part nous confirmons l'inconvénient de la DTC par la présence des fortes oscillations du couple et du flux. Ce phénomène d'oscillation va diminuer la durée de vie de la machine. Les résultats de simulation montrant la faisabilité et les performances de la configuration de la commande DTC étudié.

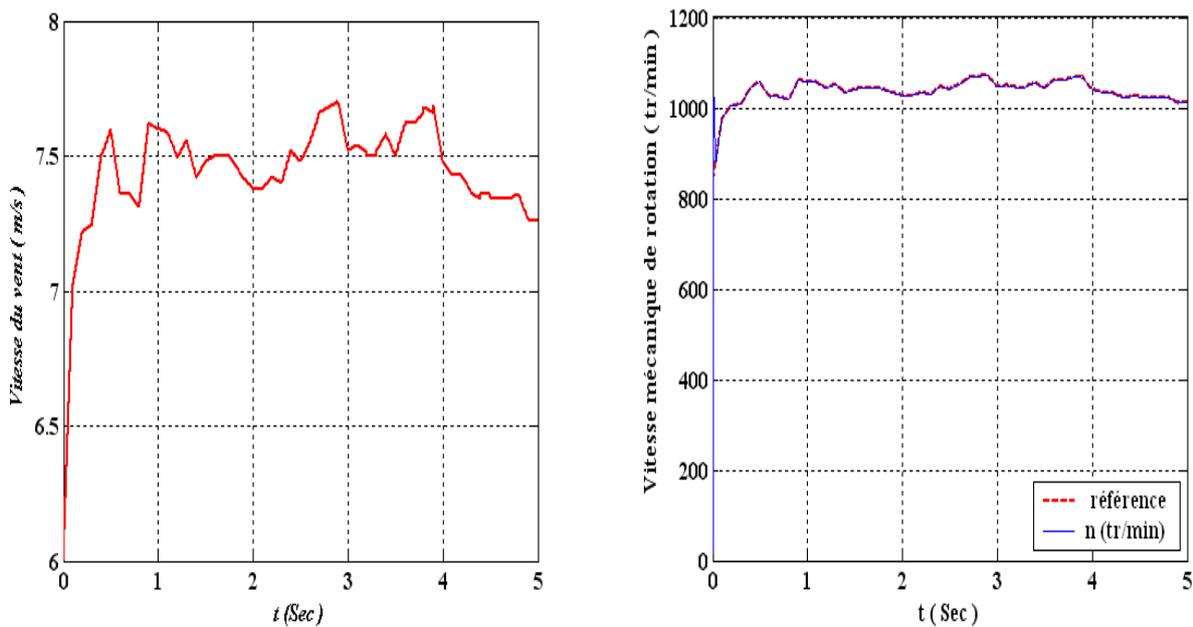


Fig. III.7. Profil du vent et la vitesse de rotation avec sa référence

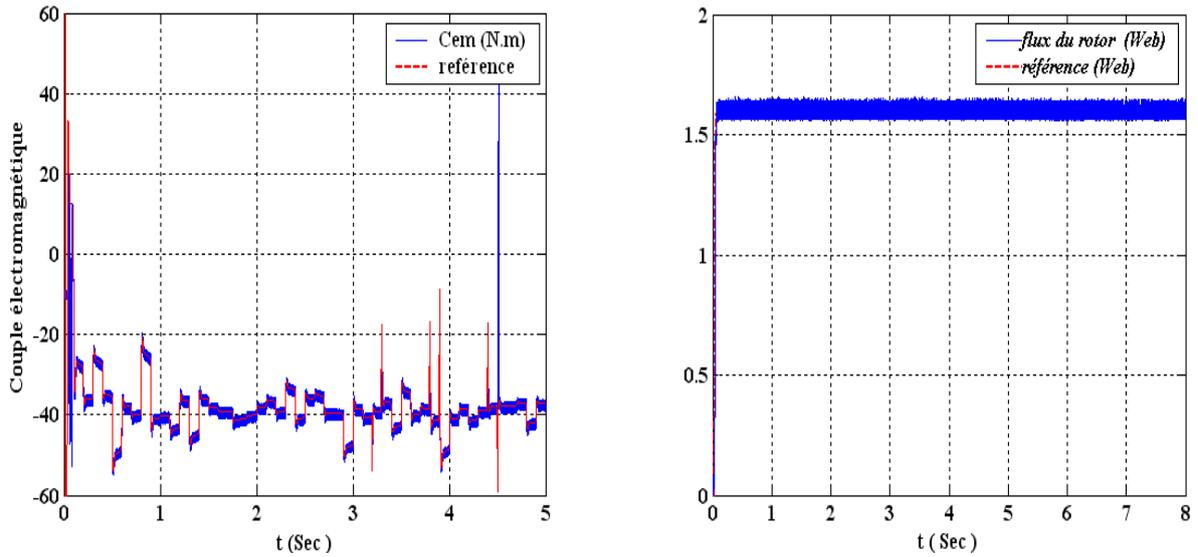


Fig. III.8. Couple électromagnétique et le flux du rotor

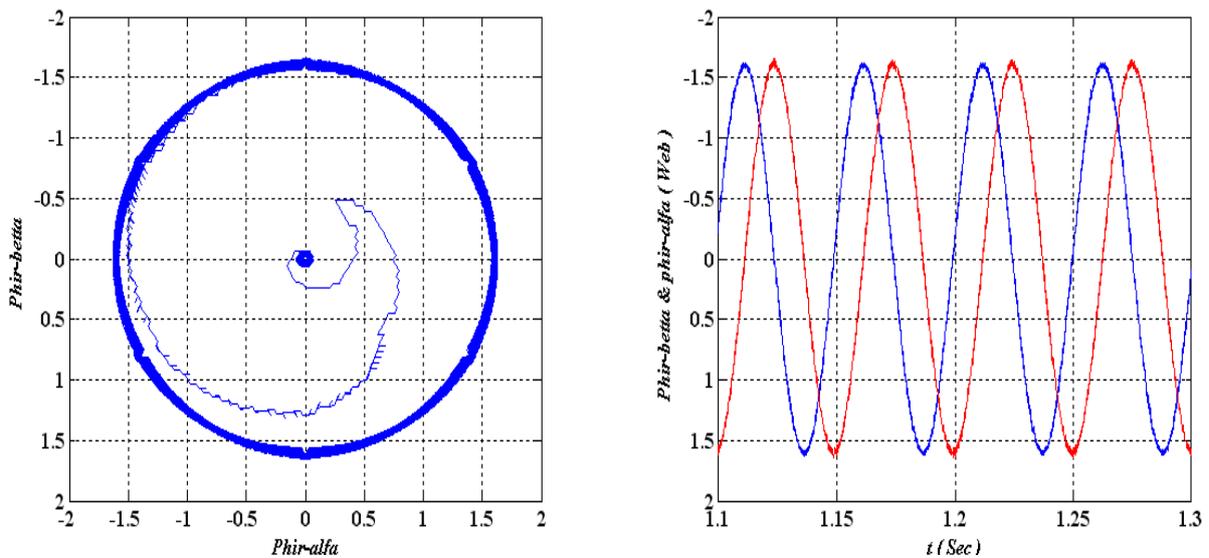


Fig. III.9. Flux rotorique dans le plan (α, β)

III.6.AMELIORATION DE LA DTC PAR LA MODULATION VECTORIELLE DTC-SVM

Dans cette partie on présente une méthode modifiée du contrôle direct du couple pour la MADA. Cette commande diffère de la commande DTC classique par l'utilisation d'une modulation vectorielle (aussi appelée SVM pour Space Vector Modulation) qui assure ainsi un fonctionnement à fréquence de modulation constante pour le convertisseur coté rotor. Le couple et flux sont régulés par deux régulateurs type PI classique ou les tables de vérité et les correcteurs à hystérésis ont été éliminés.

Cette commande DTC-SVM possède les avantages du contrôle vectoriel et du DTC classique et permet de surpasser le problème des entractes du couple et de flux. Les régulateurs proportionnel-intégral et la technique de modulation vectorielle sont employés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations de couple et de flux.

III.6.1.Principe de la MLI vectorielle SVM

Le principe de MLI vectorielle, consiste à projeter le vecteur V_r de tension rotorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de convertisseur coté rotor Fig.III.10.a.

Les valeurs de ces projections assurant le calcul des temps de commutations désirées correspondent à deux états non nuls de commutation du convertisseur. Si nous notons T_i et T_{i+1} ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période T_s de commutation du convertisseur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul du convertisseur CCM est appliqué durant une durée complémentaire à T_s . [BOU10], [BOU08]

Un vecteur tension de référence V_{r-ref} est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_s par un vecteur tension moyen V_{r-moy} ; ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 . Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la figure (III.10.b).

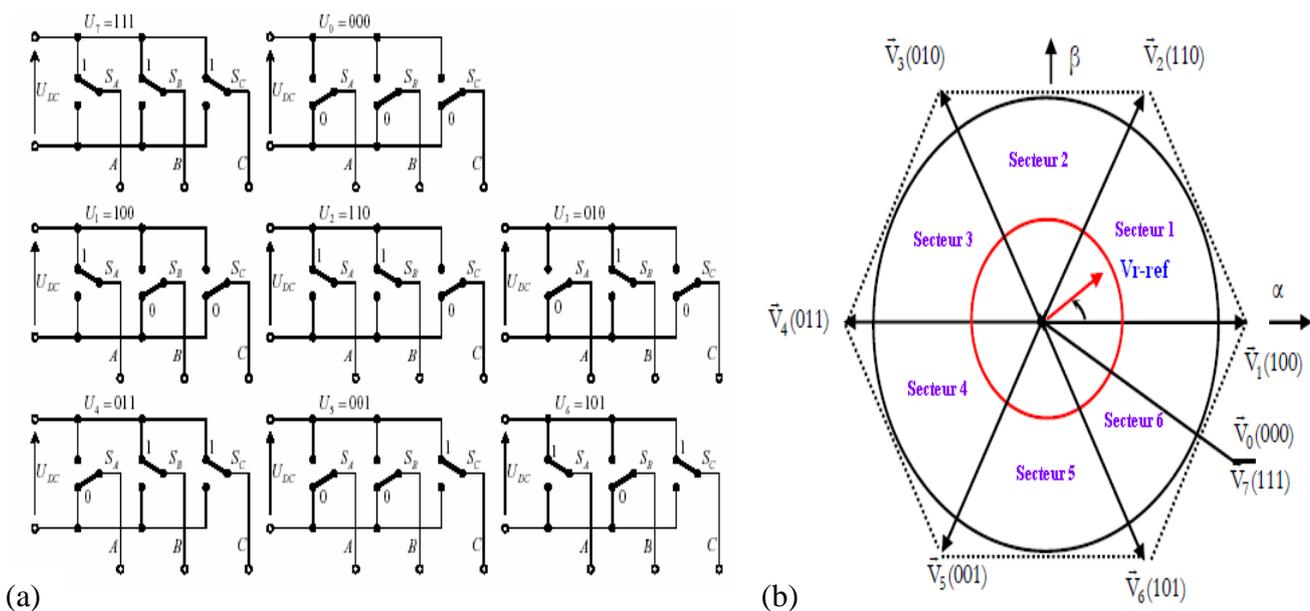


Fig.III.10. (a) : États des interrupteurs pour chaque vecteur tension et
(b) : Représentation des vecteurs de tension dans le repère (α, β)

La figure (III.11) représente le cas où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1 et les vecteurs adjacents sont représentés par V_1 et V_2 . La MLI vectorielle (SVM) consiste à projeter le vecteur de tension statorique de référence V_{r-ref} désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents

correspondant V_1 et V_2 . Si nous notons par T_1 et T_2 les deux temps d'application de ces vecteurs, T_0 temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieure à la période T_s de commutation du CCM.

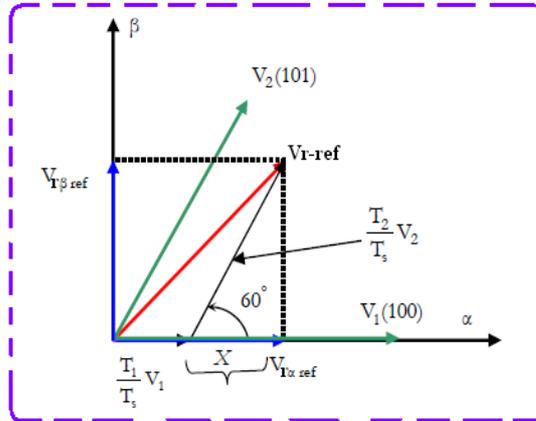


Fig.III.11.Décomposition d'un vecteur tension de référence V_{r-ref}

Dans le cas du secteur 1 figure (III.6), le vecteur de tension référence V_{r-ref} moyenne est donné comme suit :

$$\begin{cases} V_{r-ref} T_s = T_1 V_1 + T_2 V_2 \\ T_s = T_1 + T_2 + T_0 \end{cases} \quad (III.17)$$

Où

T_s : Représente la période de commutation,

T_1 : Temps d'application du vecteur V_1 ,

T_2 : Temps d'application du vecteur V_2 ,

T_0 : Durée d'application de la séquence de roue-libre.

En supposant qu'initialement, le vecteur V_{r-ref} coïncide avec le vecteur V_1 , deux séquences sont actives. La séquence qui correspond au vecteur V_1 est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue-libre est appliquée durant la durée T_0 . La séquence qui correspond au vecteur V_2 est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur V_{r-ref} s'éloigne du vecteur V_1 et on s'approche du vecteur V_2 , T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur V_{r-ref} , atteint le vecteur V_2 , T_1 sera nul et T_2 , sera maximale.

III.6.2. Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle (SVM) [

1) Détermination des vecteurs tensions de références $V_{r\alpha}$, $V_{r\beta}$

A partir de la relation (III.1.a) nous pouvons définir les tensions aux bornes des enroulements de la machine. Pour obtenir ces tensions dans le repère (α, β) nous utiliserons l'équation (III.15), ce qui, pour les huit vecteurs de commutation du CCM, fournira le résultat tableau (III.4). [BOU10](#)

S_a	S_b	S_c	V_{ran}	V_{rbn}	V_{rcn}	$V_{r\alpha}$	$V_{r\beta}$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	0
1	1	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$
0	1	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$
0	1	1	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	0
0	0	1	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$
1	0	1	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$
1	1	1	0	0	0	0	0

Table. III.4. Tensions rotoriques

2) Détermination des secteurs

Le secteur est déterminé selon la position du vecteur V_{r-ref} dans le plan complexe (α, β) , tel que cette position présente la phase φ_r de ce vecteur définie comme suite :

$$\varphi_r = \arctan\left(\frac{V_{r\beta-ref}}{V_{r\alpha-ref}}\right) \quad (III.18)$$

La table (III.5) détermine le secteur $N_i = (1, 2, 3, 4, 5, 6)$ pour les différents angles φ_r .

φ_r	$0 \leq \varphi_r \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \varphi_r \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \varphi_r \leq \pi$	$\pi \leq \varphi_r \leq \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq \varphi_r \leq \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \leq \varphi_r \leq 2\pi$
N_i	Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3	Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6

Table. III.5. Identification du secteur.

3) Calcul des variables X, Y et Z

La détermination des périodes T_1 et T_2 est donnée par une simple projection, figure III.11 :

$$\begin{cases} V_{r\beta-ref} = \frac{T_2}{T_s} |V_2| \cos(30^\circ) \\ V_{r\alpha-ref} = \frac{T_1}{T_s} |V_1| + x \\ x = \frac{V_{r\beta-ref}}{\tan(60^\circ)} \end{cases} \quad (III.19)$$

D'après le tableau (III.1) les périodes d'application de chaque vecteur sont donné par :

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{T_s}{2U_{dc}} (3V_{r\alpha-ref} - \sqrt{3}V_{r\beta-ref}) \\ T_2 &= \sqrt{3} \frac{T_s}{U_{dc}} V_{r\beta-ref} \end{aligned} \quad (III.20)$$

Pour le reste de la période en appliquant le vecteur nul. En effectuant le même calcul pour chaque secteur. Le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables X, Y, Z suivants :

$$\begin{aligned}
 X &= \sqrt{3} \frac{T_s}{U_{dc}} V_{r\beta-ref} \\
 Y &= \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{3}V_{r\beta-ref} + 3V_{r\alpha-ref}) \\
 Z &= \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{3}V_{r\beta-ref} - 3V_{r\alpha-ref})
 \end{aligned} \tag{III.21}$$

4) Calcul de T_1 et T_2 pour chaque secteur

La durée T_1 et T_2 d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs de X, Y et Z sont donnés par la table III.6.

Secteur	1	2	3	4	5	6
T_i	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
T_{i+1}	X	Z	-Y	-X	-Z	Y

Table. III.6. Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls.

5) Génération des signaux modulateurs T_{aon} , T_{bon} et T_{con}

Les trois rapports cycliques nécessaires sont :

$$\begin{aligned}
 T_{aon} &= \frac{T_s - (T_i + T_{i+1})}{2} \\
 T_{bon} &= T_{aon} + T_i \\
 T_{con} &= T_{bon} + T_{i+1}
 \end{aligned} \tag{III.22}$$

6) Génération des séries d'impulsions S_a , S_b et S_c

La détermination des signaux de commande (S_a , S_b et S_c) en fonction T_{xon} est donnée par la table suivante :

Secteur	1	2	3	4	5	6
Signaux						
S_a	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}
S_b	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_c	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}

Table. III.7. signaux de commande des interrupteurs du convertisseur coté rotor CCM.

Les étapes de la réalisation d'une modulation MLI vectorielle (SVM) sont illustrées par le schéma bloc sous Matlab/Simulink figure III.12.

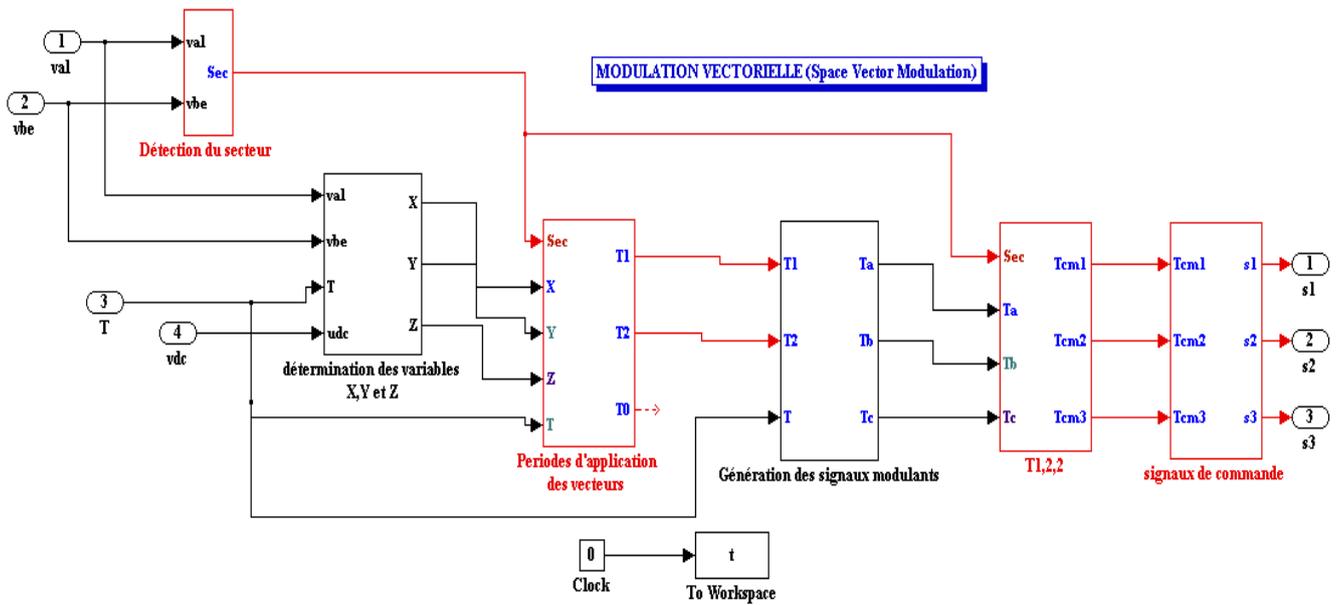


Fig.III.12. Étapes de la réalisation de la MLI vectorielle (SVM) sous Matlab/Simulink

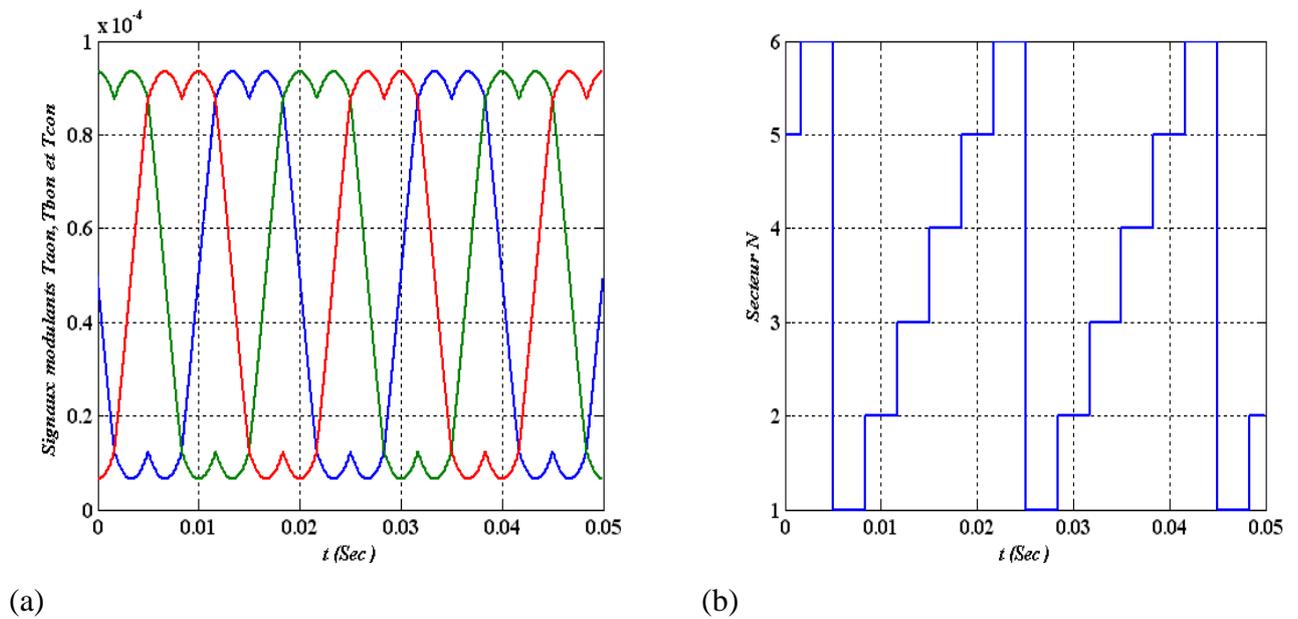


Fig. III.13. (a) : Allure des signaux modulant, (b) : Secteur N

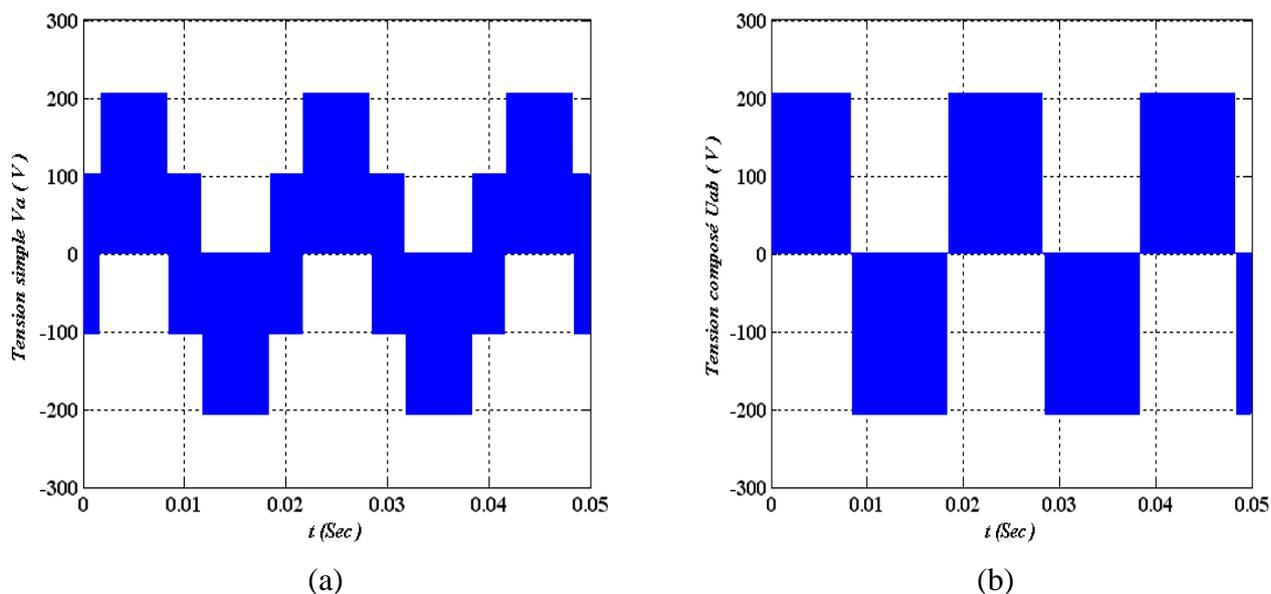


Fig. III.14. (a) : Tension simple V_a , (b) : Tension composé U_{ab}

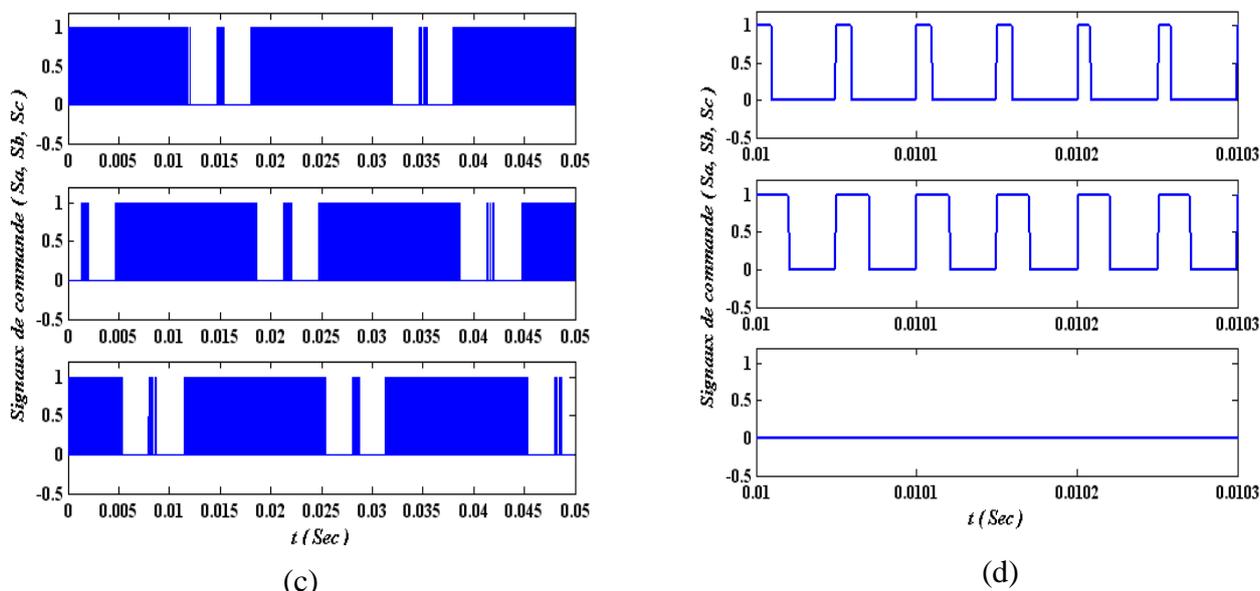


Fig. III.14. (c) : Allure des signaux de commande, (d) : Loop sur les signaux de commande

III.7. STRUCTURE DE LA DTC-SVM

Cette méthode proposée conserve l'idée de base de la DTC classique. Pour la technique d'orientation du flux rotorique est utilisée. Ainsi, les tensions de commande peuvent être générées par des régulateurs de type PI et imposées par la technique MLI vectorielle (SVM). Le schéma bloc de la structure de contrôle est illustré par la figure III.16.

III.7. STRUCTURE DE LA DTC-SVM

III.7.1. Contrôle de flux rotorique

Dans le cas de l'orientation selon le flux rotorique dans le référentiel (d, q) figure (III.15.a), c'est à dire que l'axe d soit confondu avec la direction du vecteur flux rotorique Φ_r . La composante d'axe d du courant rotorique i_{rd} est alors directement proportionnelle à l'amplitude du flux rotorique. En régulant et en maintenant constante l'amplitude de la composante du courant

rotorique i_{rd} , nous obtenons ainsi le découplage entre la commande du couple et celle du flux de la machine asynchrone à double alimentation.

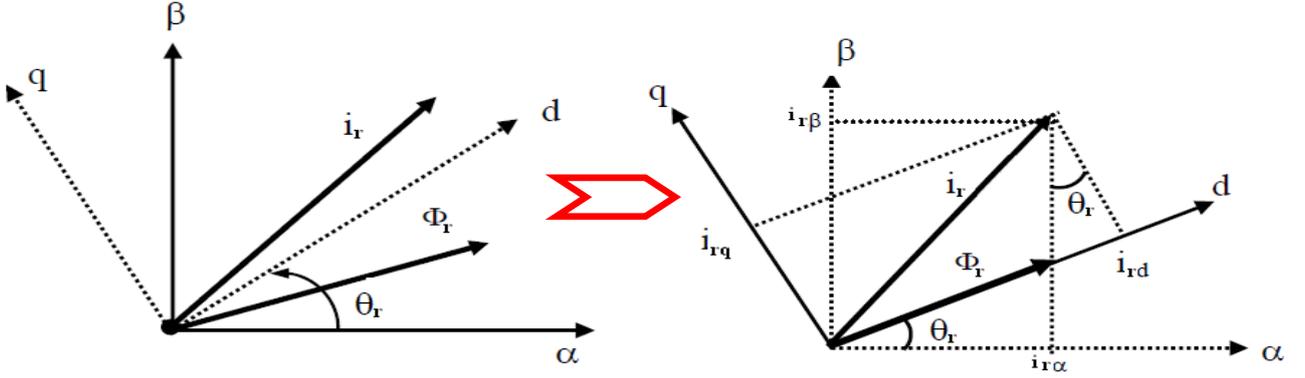


Fig. III.15. Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation de flux rotorique.

A partir du modèle de la MADA développé dans le chapitre II (section II.4, équation II.25 au II-33), nous en déduisons une expression du vecteur flux rotorique. Donc, si le flux rotorique est orienté sur l'axe d on a donc : [BOU10], [CAS02]

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \text{ et } \Phi_{rq} = 0 \quad (\text{III.23})$$

Alors les tensions rotoriques d'axe d et q deviennent

$$\begin{aligned} V_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_r \\ V_{rq} &= R_r i_{rq} + \omega_r \Phi_r \end{aligned} \quad (\text{III.24})$$

Le couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \Phi_r i_{rq} \quad (\text{III.25})$$

Les courants et flux statoriques peuvent être exprimés, en fonctions des courants rotoriques, par :

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \frac{1}{L_m} (\Phi_r - L_r i_{rd}) \\ i_{sq} &= -\frac{L_r}{L_m} i_{rq} \\ \Phi_{sd} &= \frac{L_s}{L_m} (\Phi_r - \sigma L_r i_{rd}) \\ \Phi_{sq} &= \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} i_{rq} \end{aligned} \quad (\text{III.26})$$

Avec :

A partir de (III.26) et (II.25), et en tenant compte de la transformée de Laplace, on aura :

$$\Phi_r = \frac{L_r [(1 + \sigma T_s s) i_{rd} + \sigma T_r i_{rq} \omega_{gl}]}{1 + T_r s} \quad (\text{III.27})$$

$$i_{rq} = \frac{T_s \omega_{gl} (\Phi_r - \sigma L_s i_{rd})}{L_r (1 + \sigma T_s s)} \quad (\text{III.28})$$

Avec T_s , T_r ω_{gl} sont les constante du temps statorique et rotorique et la pulsation de glissement.

Ainsi, en exprimant la composante d du courant rotorique en fonction de la composante q et du flux rotorique, les tensions rotoriques deviennent :

$$\begin{aligned} V_{rd} &= \frac{\Phi_r}{G_{\Phi_r}} + E_d \\ V_{rd} &\approx \omega_r \Phi_r \end{aligned} \quad (III.29)$$

Avec :

$$G_{\Phi_r} = \frac{T_r(1+\sigma T_s s)}{1+(T_r+T_s)s+\sigma T_r T_s s^2} \quad (III.30)$$

$$E_d = -\frac{\sigma R_r T_r i_{rq} \omega_{gl}}{1+\sigma T_r s} \quad (III.31)$$

Donc le flux rotorique peut être contrôlé par la composante d de la tension rotorique. La figure (III.15.a) montre la relation entre Φ_r et V_{rd} ; un système équivalent du second ordre avec une perturbation E_d .

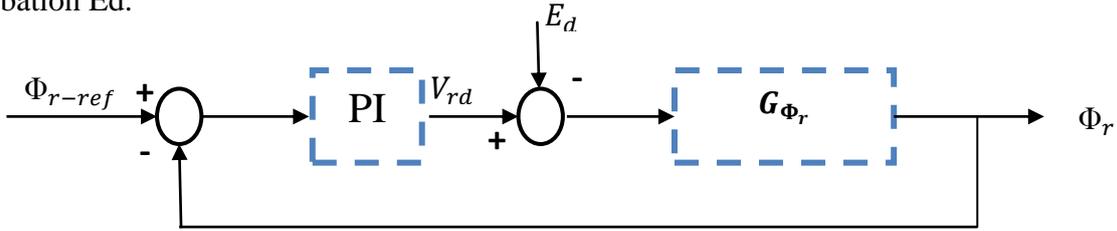


Fig. III.15.a. Schéma fonctionnel de la régulation du flux.

III.7.2. Contrôle du couple électromagnétique pour DTC-SVM

A partir de l'équation III-27, III-28, le courant suivant la composante q peut être exprimée par :

$$i_{rq} = \frac{(1-\sigma)T_r/(L_s \Phi_r \omega_{gl})}{(1+\sigma T_r s)^2 + (\sigma T_r \omega_{gl})^2} \quad (III.32)$$

La substitution de (III.32), dans (III.25) donne :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{(1-\sigma)T_r/(L_s \Phi_r^2 \omega_{gl})}{(1+\sigma T_r s)^2 + (\sigma T_r \omega_{gl})^2} \quad (III.33)$$

La pulsation de glissement est relativement petite et son carré peut être néglige, donc l'équation (III.33) devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{(1-\sigma)T_r/(L_s \Phi_r^2)}{(1+2\sigma T_r s)} (\omega_s - \omega_r) \quad (III.34)$$

Le couple électromagnétique est proportionnel à la pulsation de glissement, ainsi, l'équation (III-34) s'écrit comme suit :

$$C_{em} = G_{cem}(\omega_s - \omega_r) \quad (III.35)$$

Avec :

$$G_{cem} = \frac{3}{2} p \frac{(1-\sigma)T_r / (L_s \Phi_r^2)}{(1+2\sigma T_r s)} \quad (III.36)$$

Ainsi que le couple peut être contrôlé par la pulsation statorique, la figure (III.15.b) montre la relation entre C_{em} et ω_s . Un régulateur PI utilisé pour obtenir les performances désirées et maintenir le couple à sa valeur de référence C_{em-ref} .

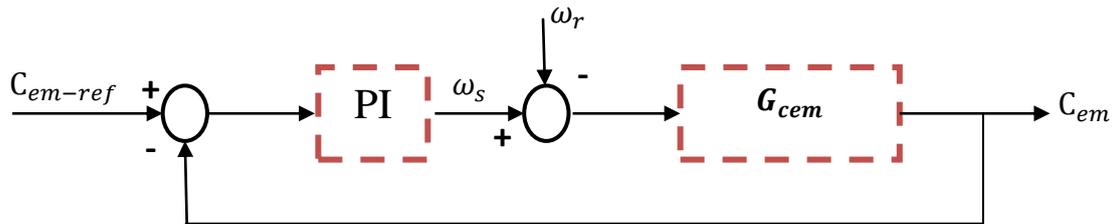


Fig. III.15.b. Schéma fonctionnel de la régulation du couple.

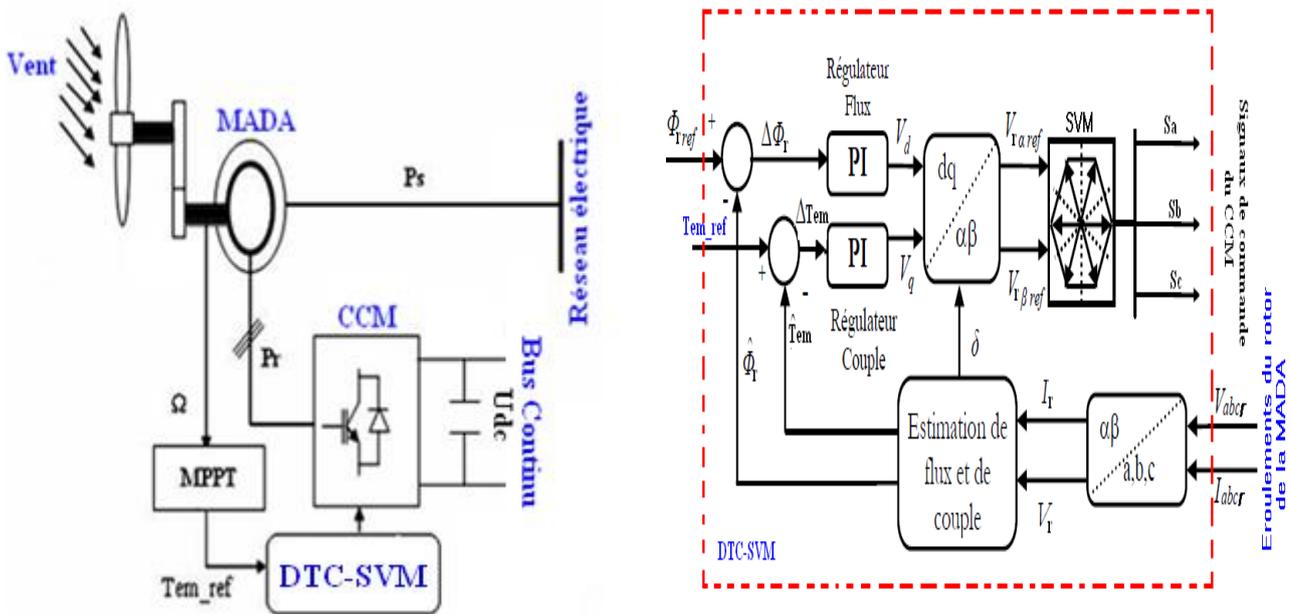


Fig. III.16. Schéma bloc de la structure de contrôle DTC-SVM appliquée à la MADA

III.7.3. Résultats de la commande DTC-SVM appliquée à la MADA

Pour approuver la commande proposée DTC-SVM appliquée au système éolien (coté rotor), on a effectué des testes de simulation dans les mêmes conditions que celle de la commande DTC. La structure de la commande DTC-SVM est représenté par le schéma bloc figure III.16. Les figures III.17 III.18 représente successivement l'évolution du couple électromagnétique, le flux, les flux dans le plan (α, β) et une zoom sur la tension simple du rotor. Dans la figure III.17, nous observons et après un court régime transitoire, le couple électromagnétique suit sa référence générer par le bloc MPPT avec une dynamique très rapide et moins d'harmoniques par rapport a la DTC et nous soulignons comportement pour le flux du rotor. La présentation de flux du rotor dans le plan (α, β)

et la tension simple dans la figure III. 18 nous à donnés une aidé clair sur la réduction de taux d'harmonique du flux ainsi les deux niveaux de tension délivrer par le convertisseur CCM.

Les résultats de simulation montrent les hautes performances de la DTC-SVM développé. Les objectifs, à savoir la minimisation des harmoniques du couple et le flux présenté par la commande DTC.

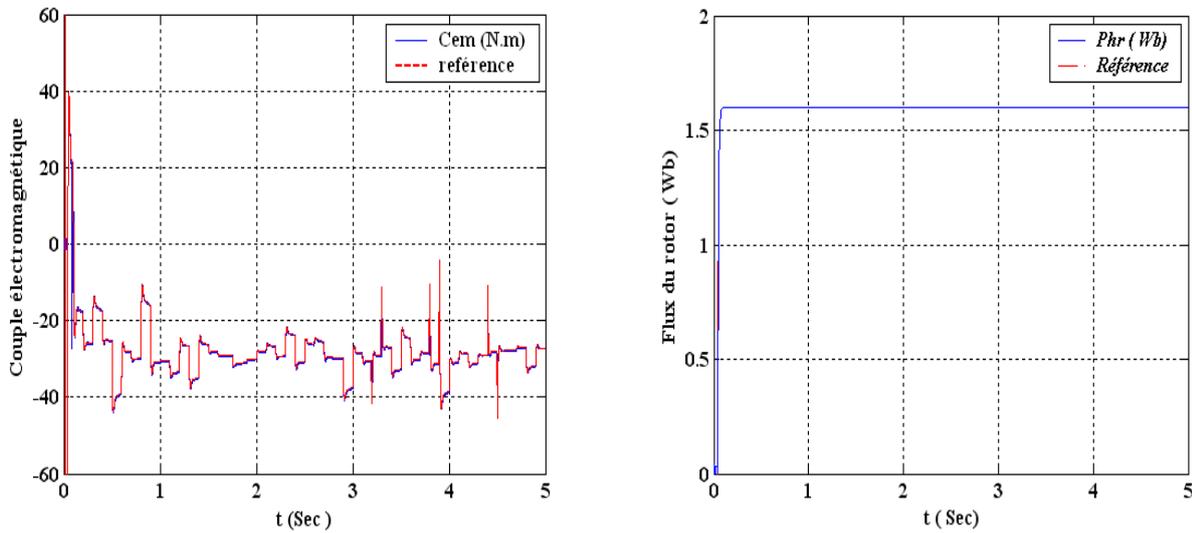


Fig. III.17. Couple électromagnétique et le flux du rotor

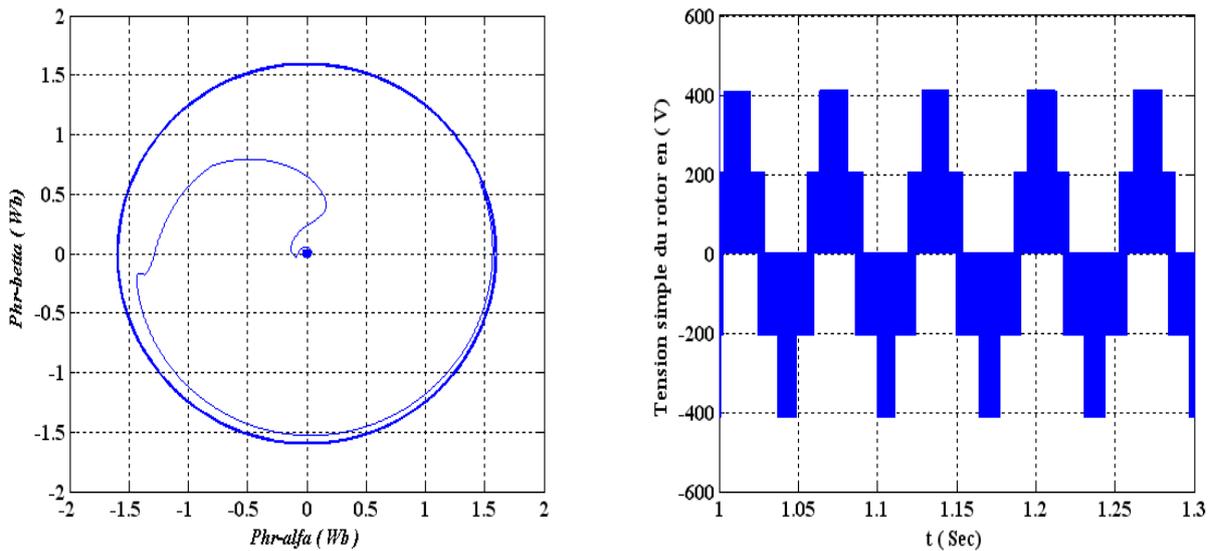


Fig. III.18. Flux du rotor dans le plan ($\alpha\beta$) et zoom de la tension simple du rotor

Les figures III.19 et 20, expose une comparaison entre les résultats de simulation obtenus par les deux méthodes de contrôle DTC et DTC-SVM à savoir le couple électromagnétique, le flux rotorique et le taux d'harmonique. Nous constatons que la DTC-SVM garantit un meilleur contrôle du flux et de couple et que les courants rotoriques sont de meilleur qualité (THD=13.65% au lieu de THD=72.37%).

Les régulateurs PI et la technique SVM ont été utilisés afin de fixer la fréquence de commutation et pour réduire les ondulations du couple. Suivant les résultats obtenus la DTC-SVM fournit une solution en évitant les inconvénients de la DTC classique.

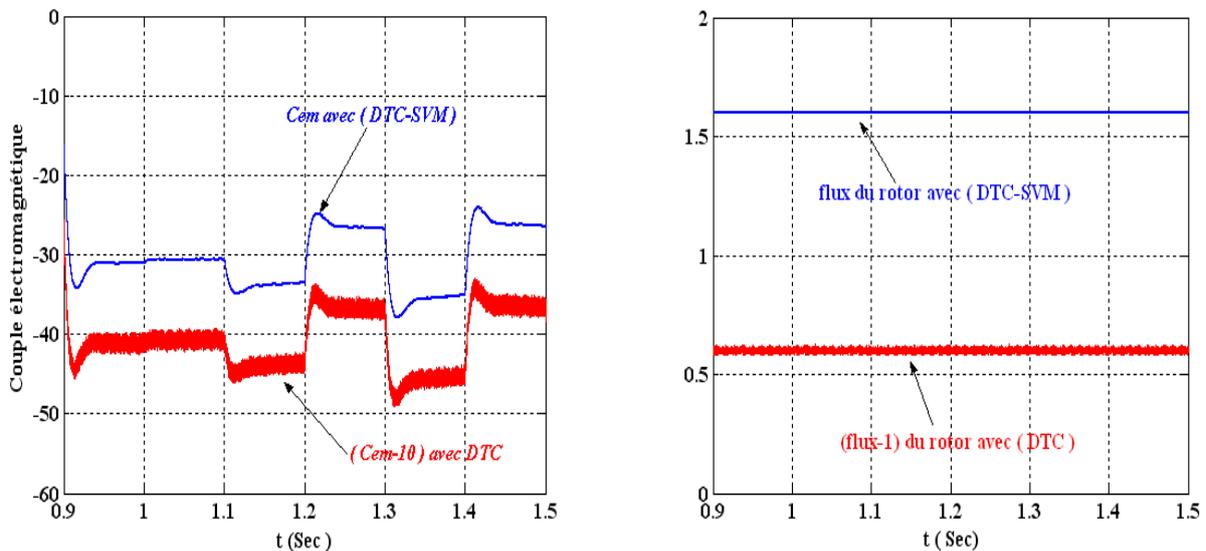


Fig. III.19. Couple et le flux rotorique par les deux contrôles DTC et DTC-SVM

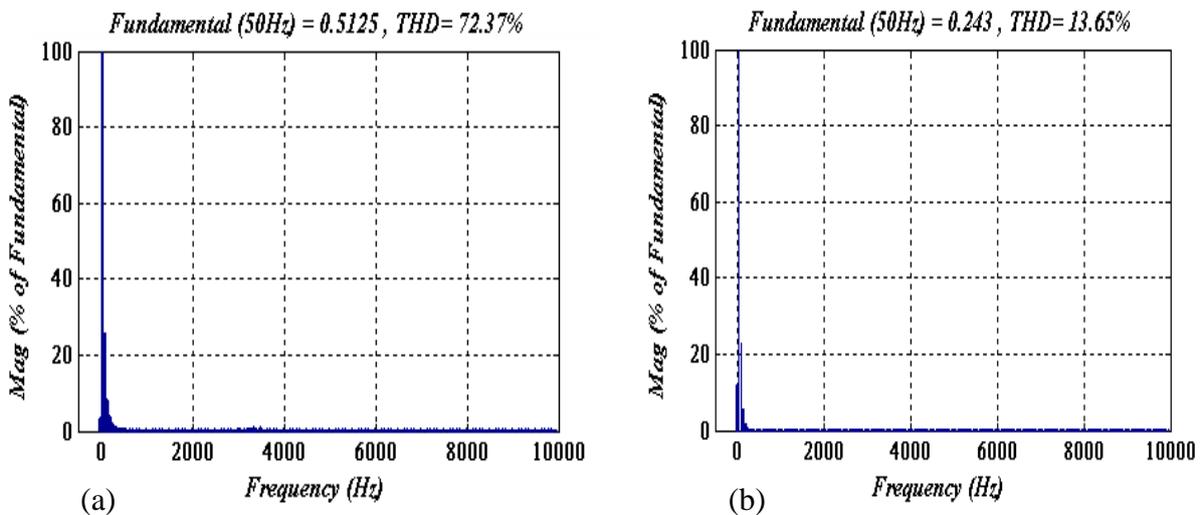


Fig. III.20. Spectre d'harmonique du courant rotorique : (a) : DTC et (b) : DTC-SVM

III.7.4. Test de robustesse de la commande DTC-SVM

Dans le but de tester la robustesse de la commande DTC-SVM nous allons étudier l'influence de la variation paramétrique (résistance statorique et résistance rotorique). La robustesse de la commande est testée dans l'intervalle de temps compris entre 2S et 3S avec une augmentation de 120% de R_{rn} et de 300% de R_{sn} . La figure III.20.a et b représentent le comportement dynamique du système lors de ce test. Les grandeurs les plus importantes sont le flux et le couple électromagnétique. Les résultats obtenus, on peut conclure que la DTC-SVM présente une solide robustesse en présence de variation de la résistance statorique. Mais dans le cas de la variation de la

résistance rotorique, cette commande maintient le découplage d'autre part elle présente une sensibilité dans la dynamique de poursuite.

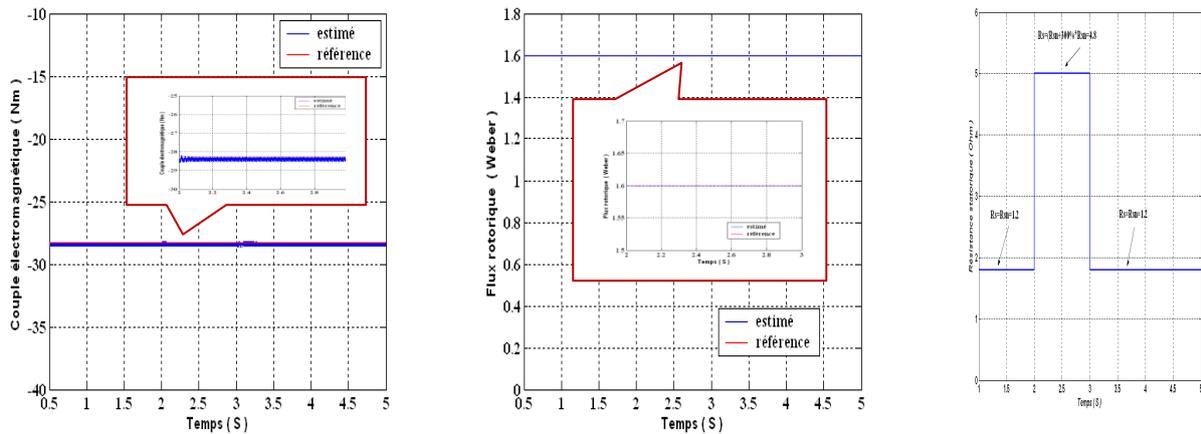


Fig. III.20.a. Comportement de la commande DTC-SVM, lors de la variation de la résistance statorique (R_s).

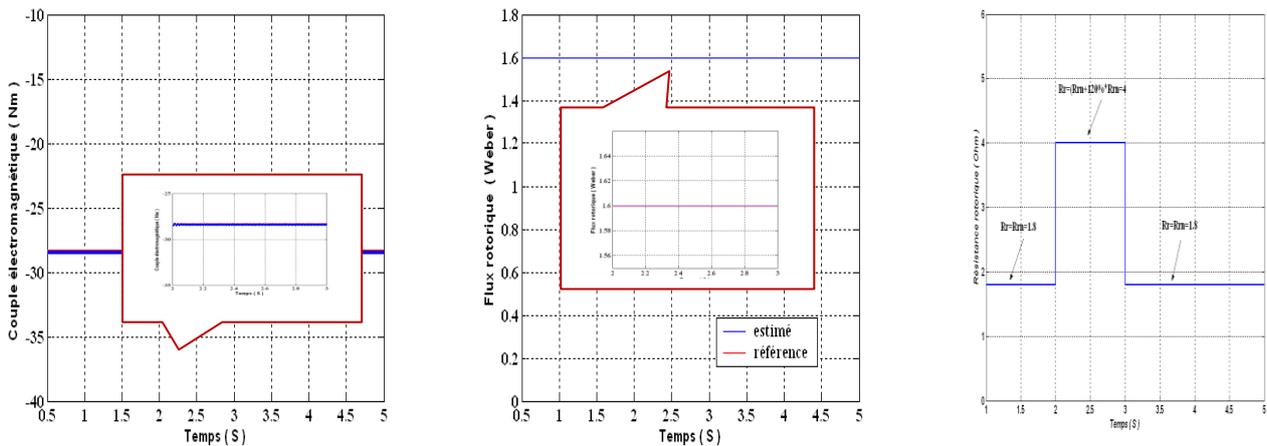


Fig. III.20.b. Comportement de la commande DTC-SVM, lors de la variation de la résistance rotorique (R_r).

III.8. CONTROLE DIRECTE DE PUISSANCE (DPC) DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU CCR

La grande similitude entre une machine électrique, alimentée par un onduleur de tension triphasé, et le redresseur à *MLI* triphasé connecté au réseau, a permis l'émergence d'une technique de contrôle analogue au *DTC*, appelée contrôle direct de puissance (*DPC*) (Direct Power Control). La première configuration de ce type de contrôle a été proposée par [NOG98], pour le contrôle direct des puissances instantanées actives et réactive du redresseur à *MLI* triphasé sans capteurs de tension du réseau. Ensuite, cette approche est développée et différentes configurations ont été

proposées par [MAL01]. Le but commun de ce contrôle était d'assurer le prélèvement de courants sinusoïdaux tout en garantissant un facteur de puissance unitaire avec un contrôle découplé des puissances active et réactive. Les différentes configurations du *DPC*, définies dans la littérature, se subdivisent en deux catégories :

- ✓ **DPC utilisant le vecteur de tension (V-DPC)** : les références [NOG98], [ESC03] et [VAZ 08] établissent des configurations du *DPC* basées sur la position du vecteur de tension dans le repère stationnaire α - β .
- ✓ **DPC utilisant le flux virtuel** : dans [MAL01], [MAL04], [CIC05] et [ANT08], les configurations détaillées sont basées sur le calcul d'un flux virtuel.

III.8.1.Principe du DPC

La structure globale du *DPC*, utilisant une table de commutation prédéfinie, appliqué au pont redresseur à *MLI* triphasé est illustrée sur la figure III.21. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (*DTC*) des machines à induction. Au lieu du couple et du flux statorique, c'est les puissances instantanées actives et réactive qui sont les grandeurs contrôlées. Le principe du *DPC* consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation (S_a, S_b, S_c) des semi-conducteurs constituant le convertisseur à *MLI*, à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisées, S_d et S_q , entre les références des puissances active et réactive (P^* et q^*) et les valeurs réelles (P et q), fournies par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur des tensions du réseau $e_{\alpha\beta}$. [ANT08], [MALI08] Pour ce dernier, le plan α - β est divisé en douze secteurs égaux de 30° , comme l'illustre le graphique de la figure III.22.

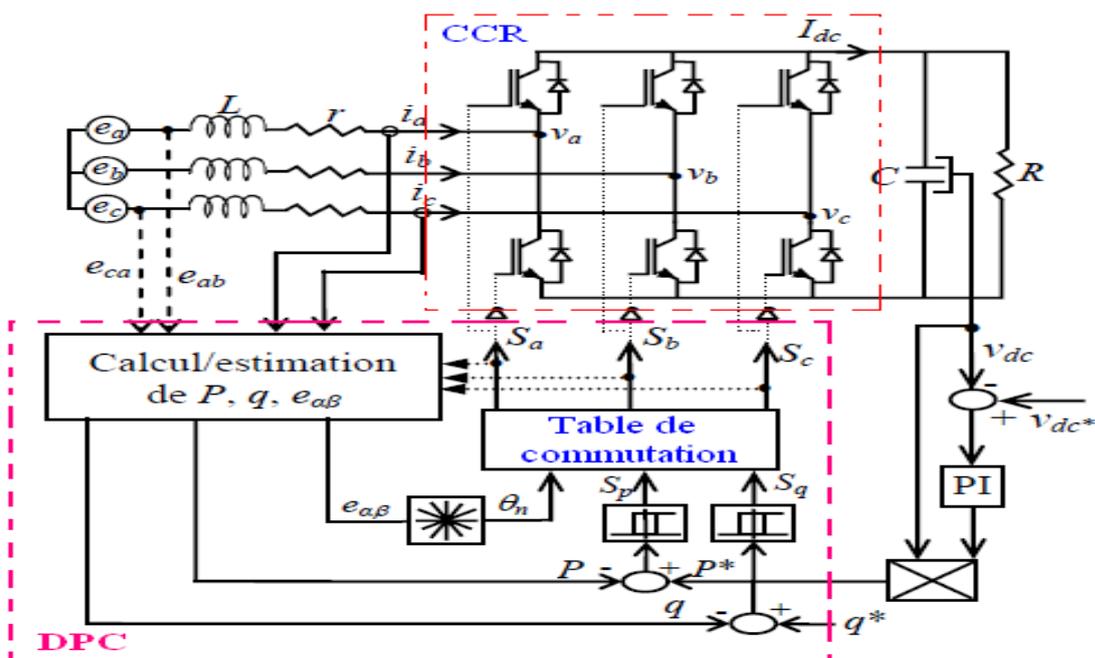


Fig. III.21. Configuration du DPC du convertisseur à MLI triphasé

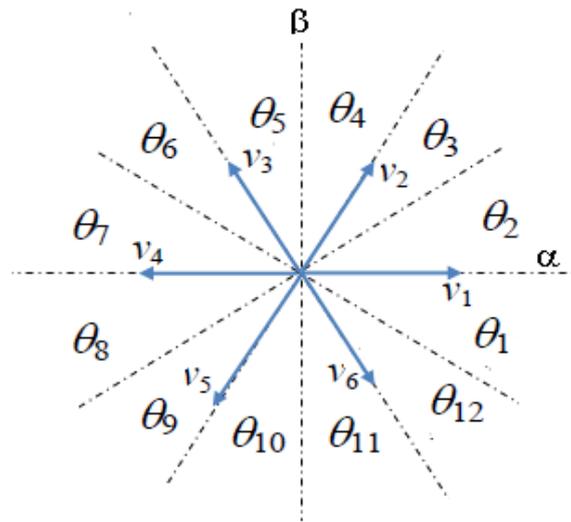


Fig. III.22. Secteurs et Vecteurs des tensions du convertisseur à MLI

Pour toute structure du *DPC*, le contrôle de la tension du bus continu, v_{dc} , s'effectue par ajustement de la puissance active instantanée. L'objectif du *DPC* est de permettre au convertisseur à *MLI CCR* d'échanger avec le réseau des puissances instantanées actives et réactive constantes, tout en garantissant un contrôle découplé de ces dernières. Ainsi, la référence de la puissance active, P^* , est fournie par le régulateur *PI* de la tension du bus continu. Tandis que celle de la puissance réactive, q^* , provient de l'extérieur. Elle est imposée égale à zéro pour l'absorption de courants sinusoïdaux sous une tension de source de forme supposée sinusoïdale, afin d'assurer un fonctionnement du *CCR* avec un facteur de puissance unitaire.

La table de commutation désigné par classique, a été élaborée par l'initiateur du *DTC* et présentée premièrement dans [NOG98] puis ultérieurement par [MAL01]. Mais [BOU10] et a travers des résultats pratique a confirmé que l'utilisation de cette table de commutation ne permet pas de réaliser un contrôle simultané de la puissance active et réactive, même si les formes d'ondes des tensions du réseau conservent une allure sinusoïdale. Pour cette raison, l'absorption de courants sinusoïdaux n'est pas concevable avec cette table. Alors, dans notre thèse nous avons opté pour la nouvelle table de commutation étudiée dans [BOU08], [BOU09], [BOU10]. Cette nouvelle table de commutation permettant un contrôle précis et simultané des puissances active et réactive durant tous les secteurs.

III.8.2.DPC proposée

Afin d'aboutir à une table de commutation assurant un contrôle simultané des puissances active et réactive, durant tous les secteurs, il est indispensable d'étudier les variations provoquées par l'application de chacun des vecteurs de commande sur ces dernières, et cela au cours d'une période complète de la tension du réseau. Les vecteurs de commande sélectionnés dans la nouvelle table de commutation doivent assurer la restriction de l'erreur de suivi de référence des deux puissances active et réactive, simultanément.

III.8.2.1. Calcul des puissances instantanées

Il y a trois méthodes pour calculer la puissance active et réactive :

- ❖ Par la mesure des courants et des tensions,
- ❖ Par estimation des tensions du réseau et mesure des courants,
- ❖ Par estimation du flux virtuel et mesure des courants.

a) Calcul des puissances instantanées par mesure des tensions du réseau et des courants

Les puissances instantanées sont déterminées par les formules classiques suivantes :

$$\begin{aligned} P &= \text{Re}(\bar{e} \cdot \bar{i}^*) \\ q &= \text{Im}(\bar{e} \cdot \bar{i}^*) \end{aligned} \quad (\text{III.37})$$

Ainsi, les puissances active et réactive instantanées totales sont calculées comme suit:

$$\begin{aligned} P &= e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \\ q &= \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c) i_a + (e_c - e_a) i_b + (e_a - e_b) i_c] \end{aligned} \quad (\text{III.38})$$

La diminution du coût de l'installation peut être obtenue par l'absence de capteurs de mesure de la tension. Deux techniques sont proposées dans la littérature pour réaliser le calcul des puissances instantanées sans capteurs:

- ☞ Par estimation directe des tensions du réseau à partir des valeurs de la tension du convertisseur et du filtre [NOG 98],
- ☞ Par estimation du flux virtuel comme méthode d'estimation des tensions du réseau, à partir aussi des tensions du convertisseur et du filtre [MAL01].

a) Calcul des puissances instantanées par estimation des tensions du réseau

Dans cette technique le calcul des puissances instantanées est basé sur l'estimation des tensions du réseau obtenu à partir de l'équation (III.39).

$$\hat{e}_{a,b,c} = U_{dc} S_{a,b,c} + L \frac{di_{a,b,c}}{dt} \quad (\text{III.39})$$

$U_{dc} S_{a,b,c}$: représente la tension du convertisseur,

$L \frac{di_{a,b,c}}{dt}$: La tension du filtre de raccordement avec le réseau.

Le calcul des deux puissances active et réactive est donné par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \hat{P} &= U_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) + L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) \\ \hat{q} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ -U_{dc} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] + 3L \left(\frac{di_a}{dt} i_c + \frac{di_c}{dt} i_a \right) \right\} \end{aligned} \quad (\text{III.40})$$

Malgré la simplicité, cette méthode d'estimation présente plusieurs inconvénients tel que:

- ☞ L'évaluation de puissance dépend de l'état de commutation. Par conséquent, le calcul de la puissance doit être évité au moment de commutation, en raison de l'erreur élevée de l'estimation.

b) Calcul des puissances instantanées par estimation du flux virtuel

Le flux virtuel, en plus d'être présent pour la synchronisation, est aussi utilisé pour le calcul des puissances instantanées. Ainsi, l'intégration de la tension réseau (à partir de la tension du filtre et du convertisseur) génère un vecteur de flux virtuel dans le plan α - β . Ainsi, la chute de tension de la résistance est considéré négligeable.

$$\begin{cases} \Phi_\alpha = \int e_\alpha dt = \int \left(v_\alpha - L \frac{di_\alpha}{dt} \right) dt \\ \Phi_\beta = \int e_\beta dt = \int \left(v_\beta - L \frac{di_\beta}{dt} \right) dt \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

Φ et v : sont respectivement le flux estimé et la tension du convertisseur.

Le vecteur des tensions du réseau, dans le plan α - β , est donné par la transformation ci-dessous :

$$e_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.42})$$

En considérant la tension du convertisseur dans le plan α - β , l'expression du flux virtuel devient la suivante :

$$\begin{cases} \Phi_\alpha = \int \left(\sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} (S_a - 0.5(S_b + S_c)) \right) dt - Li_\alpha \\ \Phi_\beta = \int \left(\sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} (S_b - S_c) \right) dt - Li_\beta \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

On obtient la tension à partir du flux virtuel estimé :

$$\bar{e} = \frac{d\bar{\Phi}}{dt} = \frac{d\Phi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega |\Phi| e^{j\omega t} = \frac{d\Phi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \bar{\Phi} \quad (\text{III.44})$$

D'autre part, dans le repère stationnaire α - β , les puissances instantanées active et réactive sont données par l'expression ci-après :

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.45})$$

Sachant que pour des tensions presque sinusoïdales et équilibrées les dérivés de l'amplitude du flux sont nuls, les puissances actives et réactives instantanées en fonction du flux sont calculées par l'équation ci-dessous :

$$\begin{aligned} P &= \omega (\Phi_\alpha i_\beta - \Phi_\beta i_\alpha) \\ q &= \omega (\Phi_\alpha i_\alpha + \Phi_\beta i_\beta) \end{aligned} \quad (\text{III.46})$$

Cette méthode présente des avantages par rapport à la méthode d'estimation de la tension et par conséquence elle permet de travailler avec une fréquence d'échantillonnage plus réduite (Les discontinuités de l'estimation de la tension du convertisseur sont filtrées par l'intégrateur qui se comporte comme un filtre passe-bas) et d'obtenir des meilleures performances lorsque la tension du réseau est perturbée. [BOU10] [MOU12f] [MOU13]

III.8.3. Étude des variations des puissances instantanées

Dans le repère stationnaire $\alpha\beta$ et avec un système triphasé équilibré, la dynamique des courants absorbés par le convertisseur à *MLI CCR*, figure III.21, est régie par les deux équations différentielles suivantes:

$$\begin{aligned}\frac{di_\alpha}{dt} &= \frac{1}{L}(e_\alpha - v_\alpha - r \cdot i_\alpha) \\ \frac{di_\beta}{dt} &= \frac{1}{L}(e_\beta - v_\beta - r \cdot i_\beta)\end{aligned}\quad (\text{III.47})$$

De l'équation précédente, (III.47), nous remarquons que l'évolution du vecteur des courants $[i_\alpha i_\beta]^T$ peut être contrôlée à l'aide d'un choix judicieux du vecteur des tensions à l'entrée du convertisseur $[v_\alpha v_\beta]^T$. En effet, la variation de chacune des composantes du vecteur des courants dépend principalement du vecteur des tensions du réseau $e_{\alpha\beta}$, du vecteur de commande appliqué $v_{\alpha\beta}$, et du courant actuel avec un degré moindre. [MAL01], [BOU 10], [MOU13]

L'effet de la résistance r de la bobine de couplage peut être considéré négligeable et une discrétisation du premier ordre, sur une période de commutation T_s , de l'équation (III.47) peut être adoptée. Alors, les variations des composantes du vecteur des courants à la fin de la période de commutation sont données par l'équation ci-après:

$$\begin{cases} \Delta i_\alpha = i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) = \frac{T_s}{L}(e_\alpha(k) - v_\alpha(k)) \\ \Delta i_\beta = i_\beta(k+1) - i_\beta(k) = \frac{T_s}{L}(e_\beta(k) - v_\beta(k)) \end{cases}\quad (\text{III.48})$$

Comme première approximation, et si la période de commutation est très petite devant la période de la tension du réseau, la variation du vecteur des tensions durant une période de commutation peut être considérée négligeable, il est alors possible d'écrire $e_{\alpha\beta}(k+1) = e_{\alpha\beta}(k)$. Tenant compte de cette approximation, les variations des puissances active et réactive à la fin de la période de commutation sont données par la relation suivante:

$$\begin{cases} \Delta P = e_\alpha(k) \cdot \Delta i_\alpha + e_\beta(k) \cdot \Delta i_\beta \\ \Delta q = e_\beta(k) \cdot \Delta i_\alpha + e_\alpha(k) \cdot \Delta i_\beta \end{cases}\quad (\text{III.49})$$

En substituant l'équation (III.48) dans (III.49) on obtient:

$$\begin{cases} \Delta P = \frac{T_s}{L}[e_\alpha(k)^2 + e_\beta(k)^2] - \frac{T_s}{L}[e_\alpha(k) \cdot v_\alpha(k) + e_\beta(k) \cdot v_\beta(k)] \\ \Delta q = \frac{T_s}{L}[e_\alpha(k) \cdot v_\beta(k) - e_\beta(k) \cdot v_\alpha(k)] \end{cases}\quad (\text{III.50})$$

Cette dernière équation montre que la variation des puissances active et réactive dépend du vecteur des tensions du redresseur (vecteur de commande) appliqué durant la période de commutation et du vecteur des tensions du réseau. En effet, pour chacun des huit vecteurs de commande possibles, et à une position donnée du vecteur $e_{\alpha\beta}$, une variation des puissances active et réactive est atteinte.

Comme résultat, il existe plusieurs façons de sélectionner le vecteur de commande contrôlant l'évolution des puissances active et réactive. Pour $i = (0, 1, 2, \dots, 6)$ les variations de ces puissances instantanées sont données par les expressions suivantes : [BOU10], [MOU13]

$$\begin{cases} \Delta P_i = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)^2 + e_\beta(k)^2] - \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_{\alpha i}(k) + e_\beta(k) \cdot v_{\beta i}(k)] \\ \Delta q_i = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_{\beta i}(k) - e_\beta(k) \cdot v_{\alpha i}(k)] \quad i = 0,1,2 \dots, 6 \end{cases} \quad (\text{III.51})$$

Dans le plan α - β le vecteur tension du réseau peut être exprimé en fonction de sa position angulaire " θ " en utilisant la formule suivante:

$$\begin{cases} e_\alpha = \|e_{\alpha\beta}\| \cos(\theta) \\ e_\beta = \|e_{\alpha\beta}\| \sin(\theta) \end{cases} \text{ Avec : } \|e_{\alpha\beta}\| = E_{\text{efficace}} \quad (\text{III.52})$$

Utilisant l'expression (III-52), l'équation (III-51) peut être réécrite sous la forme ci-dessous:

$$\begin{cases} \Delta P_i = \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\|^2 - \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| (v_{\alpha i} \cos(\theta) + v_{\beta i} \sin(\theta)) \\ \Delta q_i = \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| (v_{\beta i} \cos(\theta) - v_{\alpha i} \sin(\theta)) \quad i = 0,1,2 \dots, 6 \end{cases} \quad (\text{III.53})$$

Les vecteurs des tensions du convertisseur, correspondants à toutes les séquences de commutation possibles, sont représentés vectoriellement dans le plan α - β comme le décrit la figure III.22. Les valeurs des composantes de ces vecteurs en grandeurs réelles et normalisées sont mentionnées dans le tableau III.8.

i	v_a	v_b	v_c	$v_{\alpha i}$	$v_{\beta i}$	$\bar{v}_{\alpha i}$	$\bar{v}_{\beta i}$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	$(2/3) U_{dc}$	$(-1/3) U_{dc}$	$(1/3) U_{dc}$	$(\sqrt{2/3}) U_{dc}$	0	1	0
2	$(1/3) U_{dc}$	$(1/3) U_{dc}$	$(-2/3) U_{dc}$	$(1/\sqrt{6}) U_{dc}$	$(1/\sqrt{2}) U_{dc}$	1/2	$\sqrt{3}/2$
3	$(-1/3) U_{dc}$	$(2/3) U_{dc}$	$(-1/3) U_{dc}$	$(-1/\sqrt{6}) U_{dc}$	$(1/\sqrt{2}) U_{dc}$	-1/2	$\sqrt{3}/2$
4	$(-2/3) U_{dc}$	$(1/3) U_{dc}$	$(1/3) U_{dc}$	$(-\sqrt{2/3}) U_{dc}$	0	-1	0
5	$(-1/3) U_{dc}$	$(-1/3) U_{dc}$	$(2/3) U_{dc}$	$(-1/\sqrt{6}) U_{dc}$	$(-1/\sqrt{2}) U_{dc}$	-1/2	$-\sqrt{3}/2$
6	$(1/3) U_{dc}$	$(-2/3) U_{dc}$	$(1/3) U_{dc}$	$(1/\sqrt{6}) U_{dc}$	$(-1/\sqrt{2}) U_{dc}$	1/2	$-\sqrt{3}/2$

Tableau III.8. Vecteurs des tensions à l'entrée du convertisseur CCR

Les variables $v_{\alpha i}$ et $v_{\beta i}$ sont les composantes normalisées du vecteur $v_{\alpha\beta}$ définies comme suit :

$$\bar{v}_{\alpha i} = \frac{v_{\alpha i}}{\|v_{\alpha\beta}\|}, \bar{v}_{\beta i} = \frac{v_{\beta i}}{\|v_{\alpha\beta}\|}, \|v_{\alpha\beta}\| = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \quad (\text{III.54})$$

Ces deux grandeurs peuvent être exprimées de la manière suivante :

$$\begin{cases} \bar{v}_{\alpha i} = \cos\left((i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \bar{v}_{\beta i} = \sin\left((i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.55})$$

Les variations normalisées des puissances active et réactive sont alors données par :

$$\begin{cases} \overline{\Delta P}_i = \frac{\Delta P_i}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \|v_{\alpha\beta}\|} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} - (\bar{v}_{\alpha i} \cos(\theta) + \bar{v}_{\beta i} \sin(\theta)) \\ \overline{\Delta q}_i = \frac{\Delta q_i}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \|v_{\alpha\beta}\|} (v_{\beta i} \cos(\theta) - v_{\alpha i} \sin(\theta)) \end{cases} \quad (\text{III.56})$$

En substituant (III-55) dans (III-56), alors :

$$\begin{cases} \overline{\Delta P}_i = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} - \cos\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \overline{\Delta q}_i = -\sin\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.57})$$

$$\text{Pour } i = 0, 1, 2, \dots, 6 \begin{cases} \overline{\Delta P}_0 = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|}, -\pi/6 \leq \theta \leq 11\pi/6 \\ \overline{\Delta q}_0 = 0 \end{cases} \quad (\text{III.58})$$

Pour assurer le fonctionnement élévateur (boost converter) du convertisseur à *MLI*, la tension du bus continu doit être supérieure par rapport à l'amplitude de la tension composée du réseau, c'est-à-dire la condition suivante doit être satisfaite:

$$\frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} \leq \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{III.59})$$

Afin de faciliter la synthèse de la nouvelle table de commutation, les variations des puissances active et réactive dues à l'application de l'ensemble des vecteurs de commande, sont représentées graphiquement respectivement par les courbes des figures III.23.a et b.

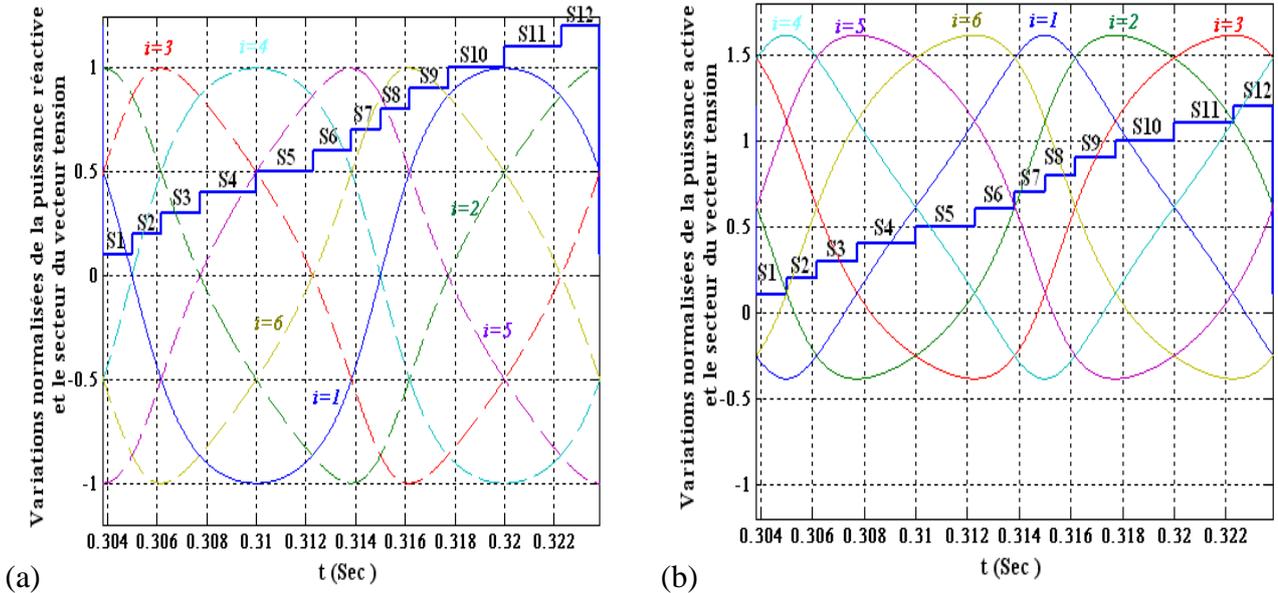


Fig. III.23. Variation normalisées de la puissance active et réactive avec secteur, (a) : $\overline{\Delta P}_i$, (b) : $\overline{\Delta q}_i$

III.8.4. Elaboration de la nouvelle table de commutation

La sélection des vecteurs de commande, pour construire la nouvelle table de commutation, est basée sur le signe de la variation provoquée sur les puissances active et réactive. [MOU13], [BOU10] En fonction des sorties logiques S_p et S_q des comparateurs à hystérésis, le vecteur choisi doit assurer une augmentation ou une diminution de chacune des puissances active et réactive. Sur la base des courbes de variations présentées précédemment, les vecteurs sélectionnés pour le secteur "1" sont représentés dans le tableau III.9.

Secteur 1 " S_1 "		$\overline{\Delta q_1}$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \leftrightarrow S_q = 0$
$\overline{\Delta P_1}$	$> 0 \leftrightarrow S_p = 1$	V_3, V_2	V_4, V_5
	$< 0 \leftrightarrow S_p = 0$	V_1	V_6

Tableau III.9. Vecteurs de commande sélectionnée pour secteur 1 " S_1 "

Le même raisonnement est utilisé pour la sélection des vecteurs de commande pour les autres secteurs, ce qui donne la nouvelle table de commutation présentée par le tableau III.10.

S_p	S_q	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9	S_{10}	S_{11}	S_{12}
1	0	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5
	1	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3
0	0	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
	1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1

Tableau III.10. Table de commutation

III.8.5. Boucle de régulation de la tension du bus continu pour la DPC

Pour le DPC du convertisseur à MLI coté réseau CCR, la tension du bus continu, V_{dc} , est contrôlée par l'ajustement de la puissance active. A cet effet, un contrôleur est utilisé dans la boucle de régulation de cette tension pour fournir la référence de la puissance active instantanée P_{g_ref} . La référence de la puissance réactive, Q_{g_ref} est imposée nulle pour obtenir un facteur de puissance unitaire. Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. [MOU13], [MOU12d], [BOU10]

Les causes de sa variation sont essentiellement les pertes dans les interrupteurs du convertisseur (en conduction et en commutation), dans les inductances de couplage et la variation de la charge connectée au bus continu. La régulation de cette tension s'effectue par ajustement de l'amplitude des références des courants prélevés pour contrôler le transit de puissance active entre le réseau et le bus continu. A cet effet, elle est destinée à compenser toutes les perturbations provenant du côté convertisseur et du côté charge, provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. Cette boucle a comme entrée la tension de référence V_{dc} et la tension mesurée V_{dc_ref} . Il est

également possible de dimensionner le régulateur pour régler le carré de la tension V_{dc} . Dans ce travail Un régulateur de type PI est utilisé pour contrôler cette tension.

En négligeant les pertes actives dans le convertisseur et dans les inductances de couplage, l'application du principe de conservation de la puissance donne la relation entre la puissance active débitée par le réseau et celle reçue en sortie du pont. Elle s'écrit sous la forme suivante : [NOG 98]

$$P = V_{dc} \cdot i_{dc} = \frac{1}{2} C \frac{dV_{dc}^2}{dt} + \frac{V_{dc}^2}{R} \quad (\text{III.60})$$

A partir de cette équation, nous déduisons la fonction de transfert de premier ordre suivante :

$$\frac{V_{dc}^2(s)}{P(s)} = \frac{R}{1 + \frac{R \cdot C}{2} s} \quad (\text{III.61})$$

D'autre part, la puissance active fournie par le réseau est définie par la relation ci-après :

$$P = \frac{3}{2} \cdot E_{max} I_{max} \quad (\text{III.62})$$

Si nous prenons comme grandeur à régler, pour raison de simplicité, le carré de la tension du bus continu, et en supposant constante l'amplitude de la tension du réseau, la fonction de transfert précédente se transforme sous la forme suivante :

$$\frac{V_{dc}^2(s)}{I_{max}(s)} = \frac{3}{2} E_{max} \frac{R}{1 + \frac{R \cdot C}{2} s} \quad (\text{III.63})$$

Dans la boucle de régulation du carré de la tension du bus continu, la boucle de courant est considérée parfaite (unitaire) en supposant qu'elle est beaucoup plus rapide que celle de la tension et que le courant réel est assimilé à sa valeur de référence [BOU10] [MOU13]. Il est à noter que dans ce cas, la tension continue se présente comme un gain variable dans la chaîne directe, ce qui peut créer des instabilités dans la boucle de régulation. Pour éviter ceci, on propose de réaliser une compensation de cette tension en contrôlant la tension V_{dc} . Pour cette structure, nous choisissons le régulateur pour qu'il fournisse la valeur du courant du bus continu i_{dc} nécessaire pour maintenir la charge du condensateur et répondre au besoin de la charge. L'amplitude des courants de référence est alors calculée sur la base de la relation ci-après :

$$V_{dc} \cdot i_{dc} = \frac{3}{2} \cdot E_{max} I_{max} \quad (\text{III.64})$$

Les paramètres du régulateur PI utilisé pour la tension du bus continu sont calculés sur le principe de compensation du pôle dominant. Ces derniers sont donnés par l'équation (III-65) :

$$\begin{cases} T_i = \frac{3 \cdot R \cdot E_{max}}{4 \cdot \pi \cdot f_c} \\ K_p = \frac{C \cdot R}{2 \cdot T_i} \end{cases} \quad \text{Avec } f_c, \text{ la fréquence de coupure} \quad (\text{III.65})$$

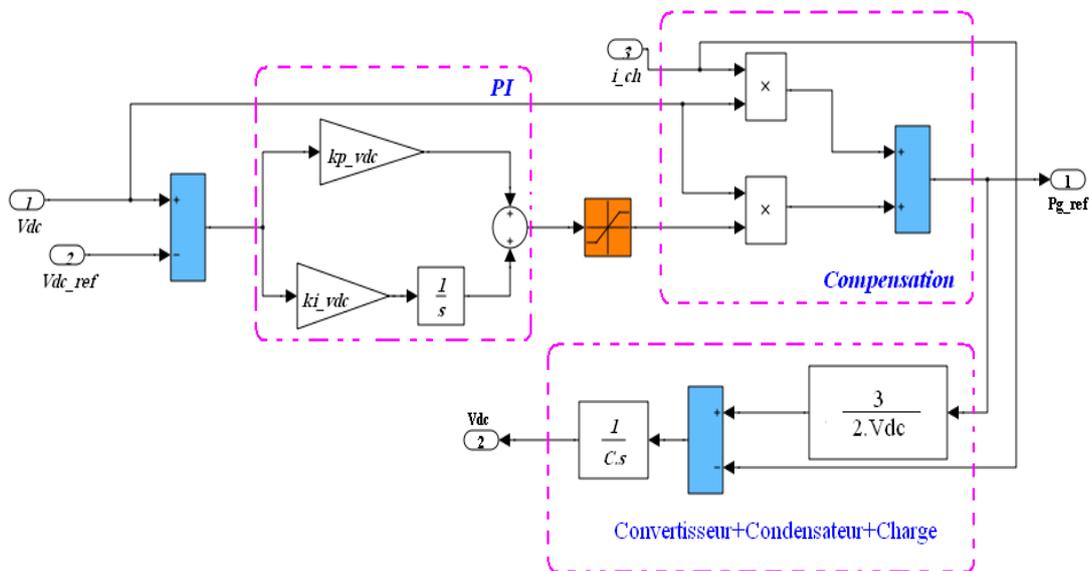


Fig. III.24.Schémas bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu

III.8.6.Résultats de la commande DPC

Le contrôle direct de puissance du convertisseur à *MLI* coté réseau CCR, par calcul des puissances instantanées basé sur l'estimation des tensions du réseau, utilisant la nouvelle table de commutation, Tableau III.10, a été simulé à l'aide du logiciel Matlab/Simulink selon le schéma de principe figure III.21.

Dans ce teste il s'agit du convertisseur CCR connecté au réseau alimentant une charge résistive de 85Ω. L'objectif de ce contrôle est d'imposer une absorption d'un courant sinusoïdale, en garantissant une puissance réactive nulle c.-à-d.fonctionnement à facteur de puissance unitaire et maintenir la tension du bus continu à ca valeur de référence 617 V.

Les figures III. 25 et III.26 montrent les résultats de simulation obtenus avec la nouvelle table développée pour un réseau équilibré et de forme d'onde sinusoïdale. Nous remarquons que chacune des puissances instantanées active et réactive et la tension du bus continu suit sa référence avec une bonne précision et stabilité.

L'examen des formes d'onde de P , q et V_{dc} sur une période complète de la tension du réseau montre que cette nouvelle table de commutation assure un contrôle précis et simultané des puissances, active et réactive, durant tous les secteurs (S1 jusqu'au S12).

Le courant absorbé figure III.26 possède une forme d'onde quasi-sinusoïdale ($THDi=3.90\%$) et est en phase avec la tension de ligne ce qui signifie que le facteur de puissance est très proche de l'unité.

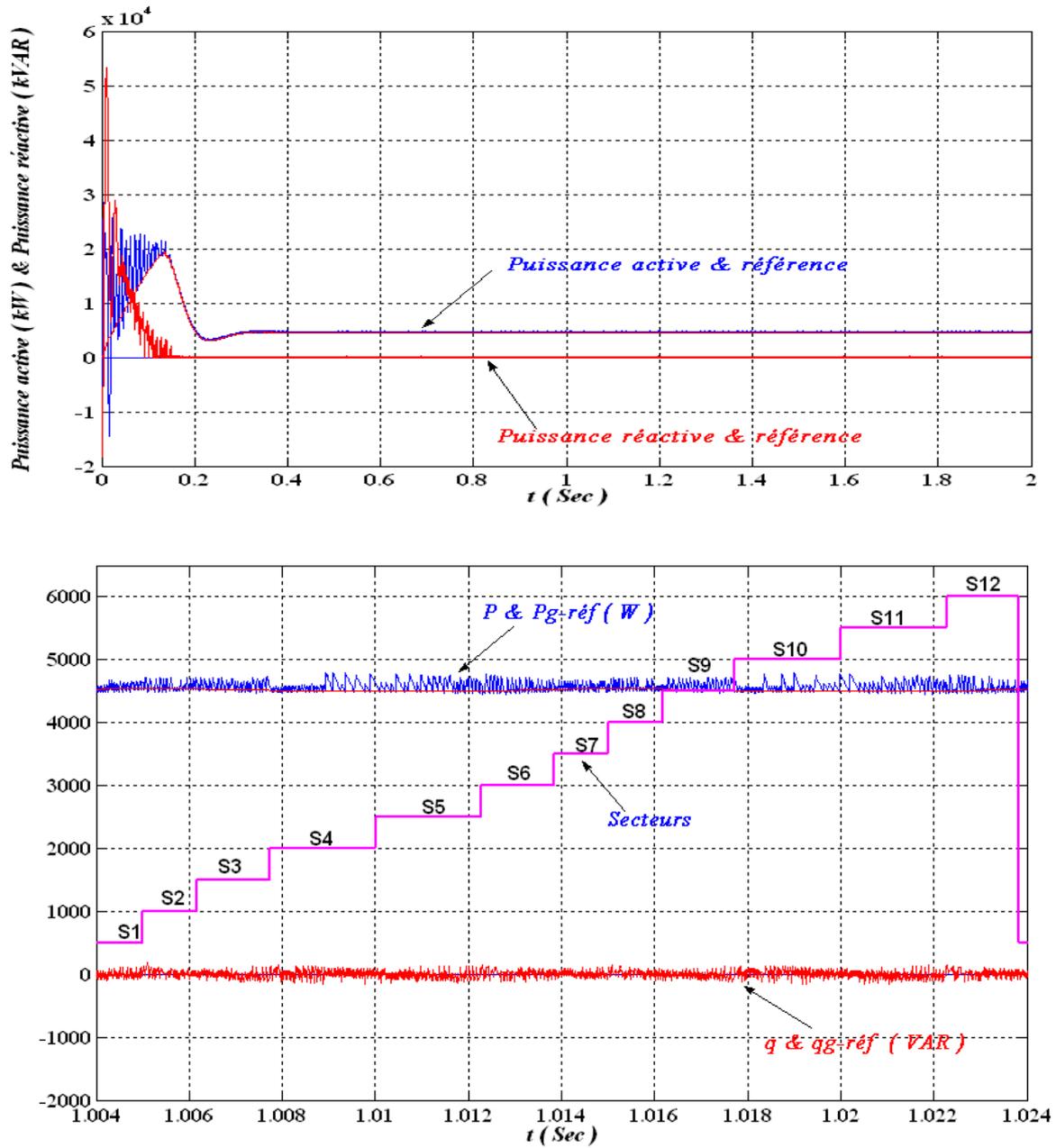


Fig. III.25. Résultats de simulation du DPC avec $qg_{ref}=0$, $Vdc_{ref}=617V$.

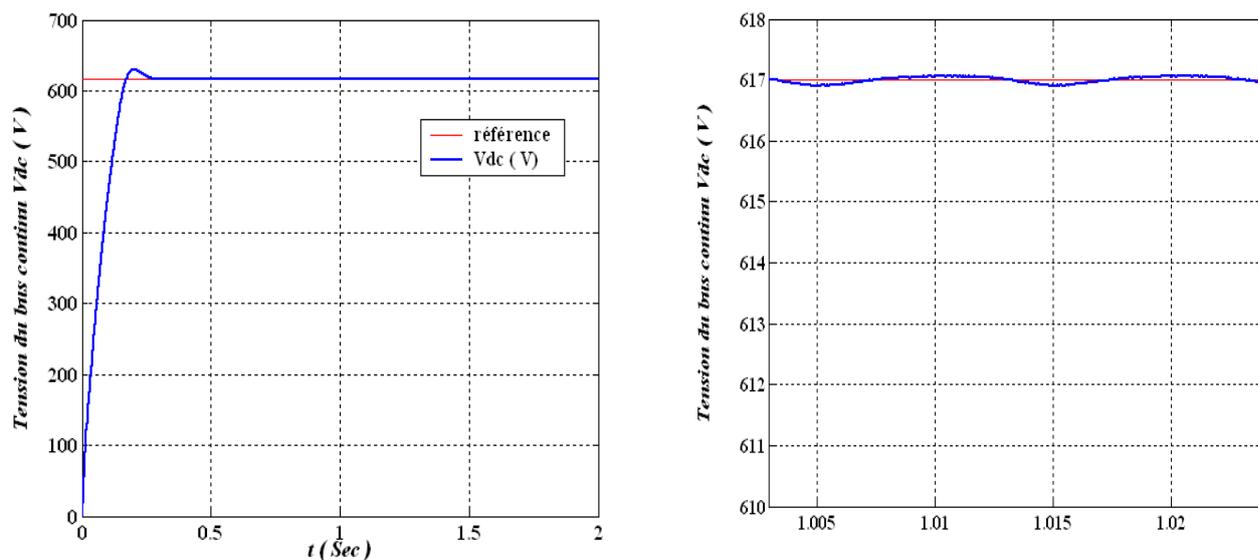


Fig. III.25.a Résultats de simulation du DPC avec $qg_{ref}=0$, $V_{dc_ref}=617V$.

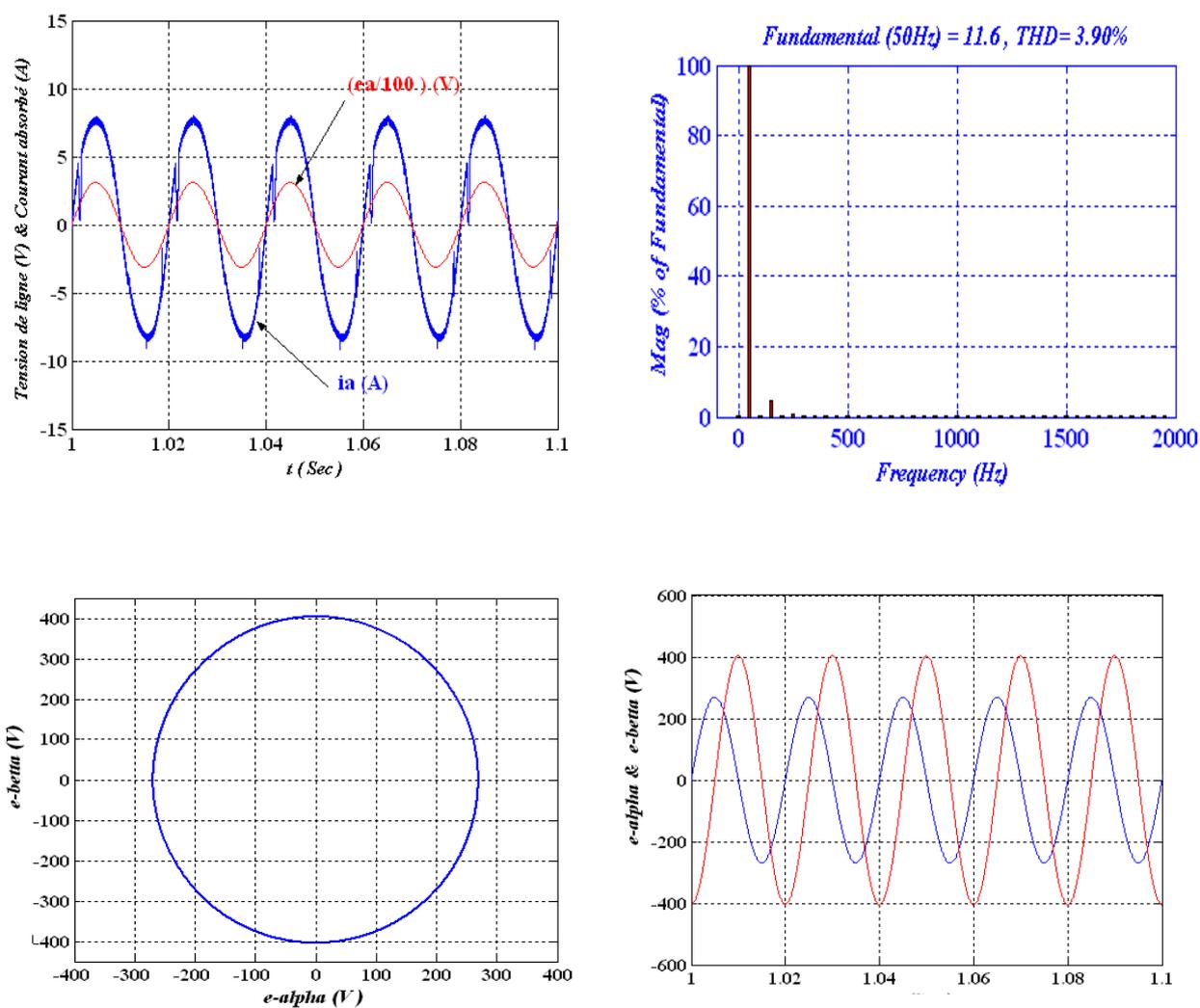


Fig. III.26. Courant absorbé avec la tension de ligne, Spectre de courant absorbé et Tensions du réseau estimés dans le plan $\alpha\beta$

La figure III.27 présente un exemple de résultats de simulation lors d'inversion du mode d'opération du convertisseur à MLI coté réseau CCR à l'instant $t=1\text{Sec}$ c.-à-d inversion de sens du courant de charge coté continu. Dans le test de la figure III.28, la référence de la puissance réactive subit un échelon brutal de -2000VAR ($t=0\text{ Sec}$ à $t=0.8\text{ Sec}$) à $+2000\text{VAR}$ pour le reste du temps. Nous remarquons à travers la figure III.27 que l'inversion de mode d'opération du convertisseur provoque un léger dépassement de la tension du bus continu. Après un court régime transitoire, la tension du bus continu est maintenue constante proche de sa référence grâce à la compensation procédée par le régulateur PI. Le contrôle direct de puissance assure un bon suivi de la référence de la puissance active, fournie par le régulateur PI pour les deux modes d'opération du convertisseur, et maintient la puissance réactive au voisinage du zéro. Dans les deux modes, (redresseur ou onduleur), l'absorption des courants sinusoïdaux est observés.

Pour la figure III.28 nous notons que le *DPC*, utilisant la nouvelle table de commutation, est capable de contrôler indépendamment la puissance réactive à une valeur différente de zéro, ce qui permet au convertisseur CCR d'échanger de la puissance réactive avec le réseau (fourniture et absorption). Dans ce test, la référence de la puissance réactive subit un échelon brutal de -2000VAR à $+2000\text{ VAR}$. Nous constatons que la puissance réactive suit sa nouvelle référence sans affecter la puissance active, grâce au découplage parfait du contrôle de ces puissances.

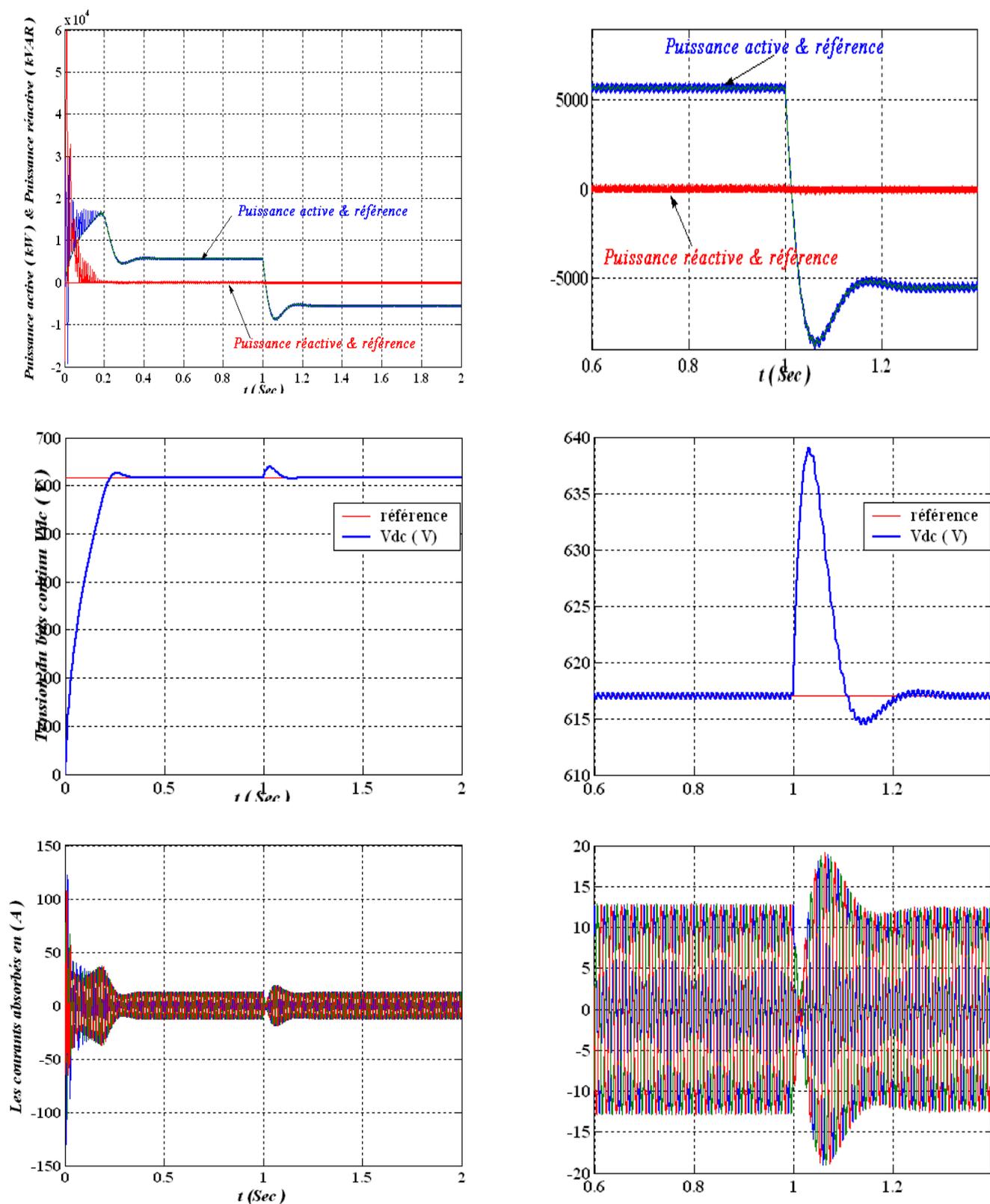


Fig. III.27. Résultats de simulation du DPC avec inversion de mode de fonctionnement du CCR à l'instant $t=1\text{Sec}$ (P, q, Vdc et les courants absorbés)

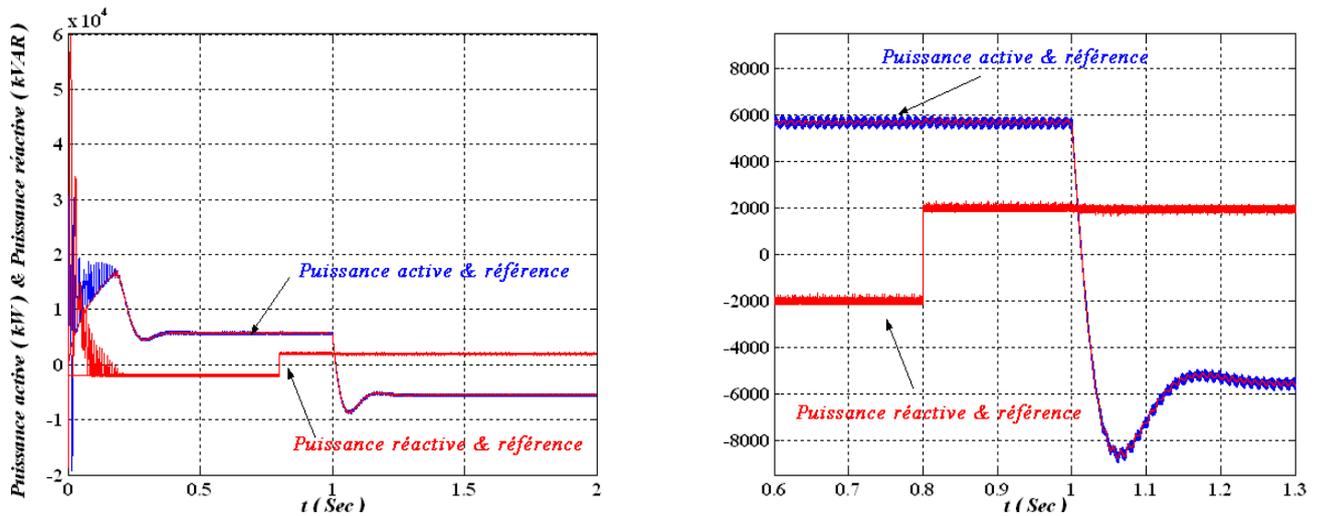


Fig. III.28. Évolution temporelle de la puissance active et réactive avec inversion de mode de fonctionnement du CCR à l'instant $t=1\text{Sec}$ et $q_{g_ref}=\pm 2000\text{VAR}$.

III.9.RESULTATS DE CONTROLE DU SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE COMPLET

L'ensemble du système de conversion éolien à base de la MADA et sa commande figure III.1 ont été simulés en utilisant Matlab Simulink, on considère une machine asynchrone à double alimentation de 7,5 kW dont les paramètres sont donnés dans le chapitre II. Le contrôle DTC de la MADA à travers le convertisseur connecté a son rotor (CCM) doit assurer le couple nécessaire permettant de faire varier la vitesse mécanique du générateur afin d'extraire le maximum de puissance, en imposant des tensions rotoriques adéquats à la MADA. Le couple de référence est obtenu par la stratégie MPPT et la référence de la puissance réactive est imposée nulle. Alors le rôle principal du dispositif de contrôle du convertisseur coté rotor CCM est de régler le transfert des puissances active et réactive à travers le stator de la MADA vers le réseau électrique.

D'autre part le contrôle DPC du convertisseur coté réseau CCR consiste à régler la tension du bus continu et à contrôler les puissances actives et réactives transitant à travers ce dernier. Le facteur de puissance peut être égal à l'unité en imposant simplement la puissance réactive transitée au réseau nulle. Le contrôle DPC avec la nouvelle table de commutation est utilisé pour permettre un découplage naturel entre le contrôle de la puissance active et réactive.

Les tests de simulation sont effectués en considérant un profil de vent figure III.29, appliqué aux pales de la turbine éolienne. Cette dernière à son tour entraîne la MADA à une vitesse mécanique variable via un multiplicateur de vitesse. La vitesse est asservie par un régulateur selon la stratégie MPPT. Cette stratégie a pour objectif de générer le couple optimal (référence). Les puissances réactive transitée au réseau est imposée nulle ($q_{g_ref}=0$). La référence de la tension du bus continu est égale à $V_{dc_ref} = 620\text{V}$ et la puissance active transitée au réseau P_{g_ref} est générée par le régulateur de la tension du bus continu.

La figure III.30.a et b exposent le couple électromagnétique et les puissances actives et réactives du stator fournis par la MADA. Nous remarquons à partir d'une analyse faite sur une période de 0.06S

que le couple électromagnétique estimé suit sa référence avec une bonne dynamique. Ceci est dû à la stratégie de contrôle directe du couple (DTC) appliquée au convertisseur coté rotor CCM. Nous constatons pendant le régime de fonctionnement hypo synchrone que la puissance réactive du stator est différente de zéro et elle est égale à $\approx (-6500 \text{ Var})$. Dans ce cas que la MADA fournit au réseau de la puissance réactive en plus de celle active.

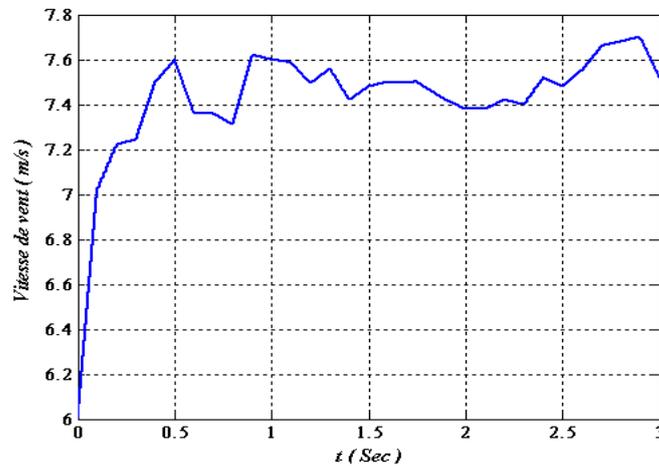


Fig. III.29. Profil de vent appliqué aux pales de la turbine

La figure III.30.c présente le spectre d'harmonique du courant envoyé au réseau par le système de conversion d'énergie éolienne. Nous observons que les courants sont quasi-sinusoïdaux mais elles présentent un taux de distorsion admissible de $\text{THD}=6.17\%$.

La figure III.31.a, b, c, montrent respectivement que la vitesse de rotation, la tension du bus continu et la puissance active et réactive transitée au réseau électrique suivent bien leurs références correspondantes. Cela est obtenu par le contrôle direct de puissance appliqué au convertisseur coté réseau CCR. Nous remarquons que la tension du bus continu présente un court régime transitoire et puis elle se stabilise à sa valeur de consigne imposé $V_{dc_ref}=620\text{V}$. L'analyse de la réponse temporelle de la puissance active réactive transitée au réseau pour une durée de temps de 0.06S , nous a permis de certifier le fonctionnement à facteur de puissance unitaire du moment où la puissance réactive est très proche de zéro. D'autre part la vitesse de rotation est précisément ajustée à sa référence grâce à la stratégie MPPT utilisée.

La figure III.32.a, b, c, d illustrent respectivement les réponses des flux rotorique dans le plan $(\alpha\beta)$, les secteurs des vecteurs tensions pour les deux commandes (DTC et DPC), les courants des phases du stator et les courants des phases du rotor. Nous remarquons que l'évolution du flux dans le plan stationnaire présente une forme cercle d'un diamètre constant et la présence de six secteurs pour la DTC et les douze secteurs pour la DPC. Ainsi, la réponse des courants des phases du rotor ou stator présente une forme sinusoïdale avec une fréquence différente mais les amplitudes sont affectés d'une manière directe par la variation de vitesse de rotation du générateur éolien. La figure III.33.a, b, c illustrent l'évolution de flux rotorique, les courants du filtre avec la tension du réseau et la puissance active et réactive du rotor. Nous constatons le courant du filtre (figure III.33.b) est en

phase par rapport à la tension du réseau ce qui confirme que la puissance réactive transitée au réseau est nulle. Cependant, durant le fonctionnement de la MADA en hypersynchrone $n=1045\text{tr/min}$ le rotor absorbe une puissance active du réseau (figure III.33.c).

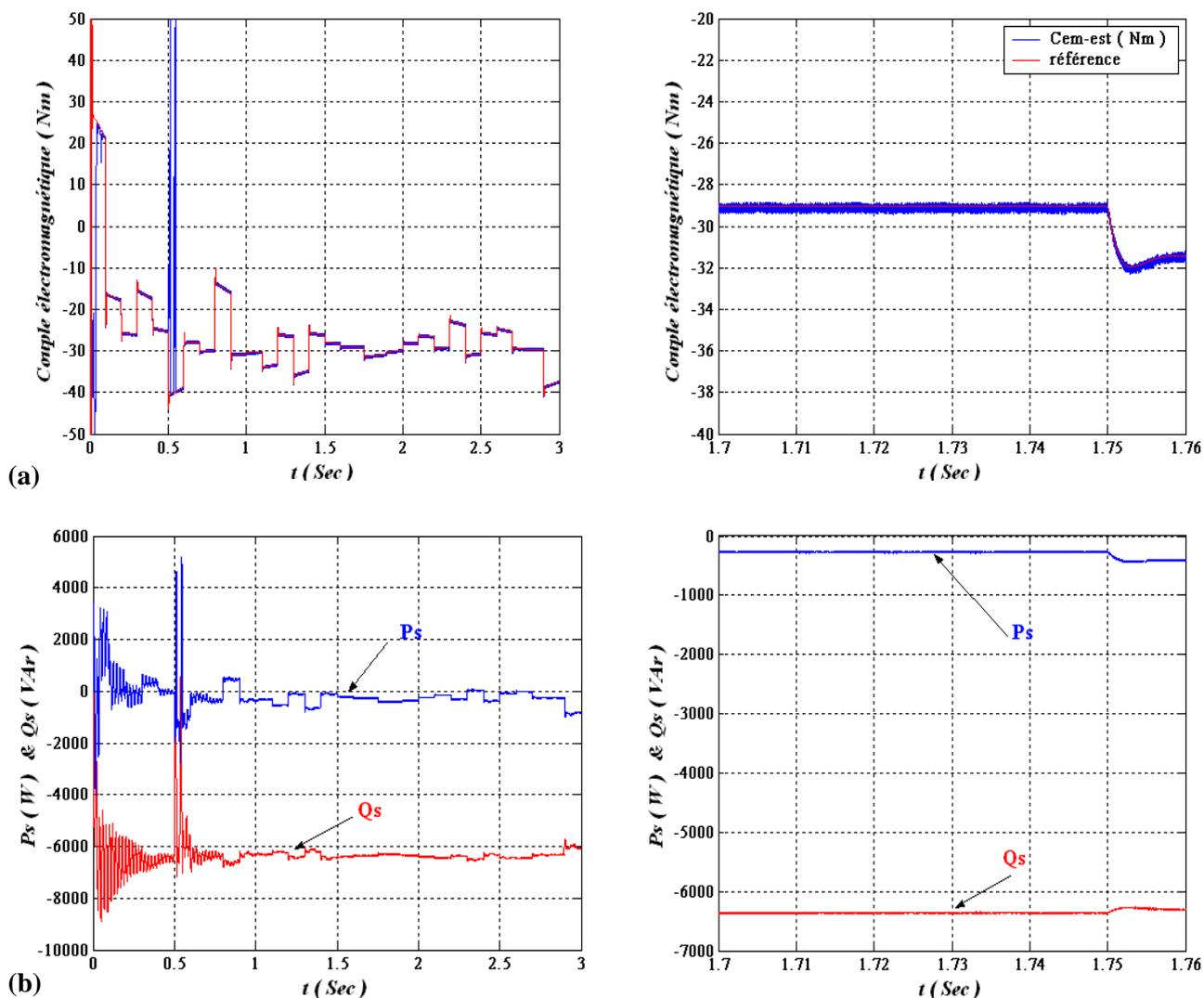


Fig. III.30. (a) : Couple électromagnétique avec référence, (b) : Puissance active et réactive statorique

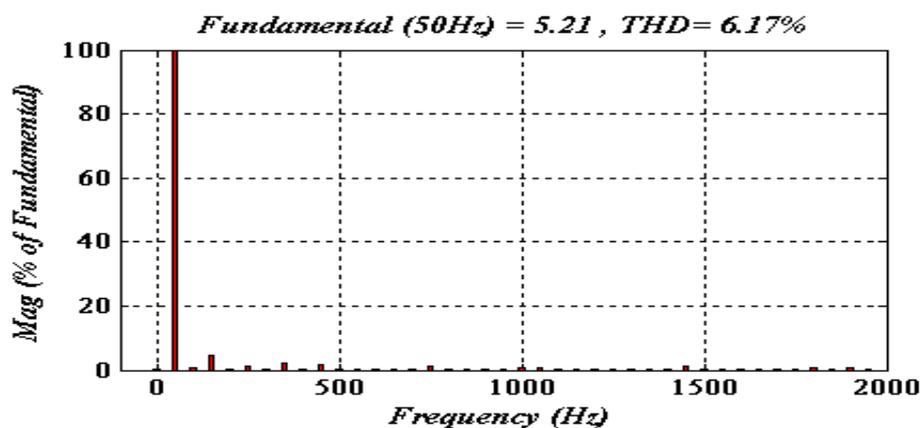


Fig. III.30.c Spectre d'harmonique du courant envoyer au réseau

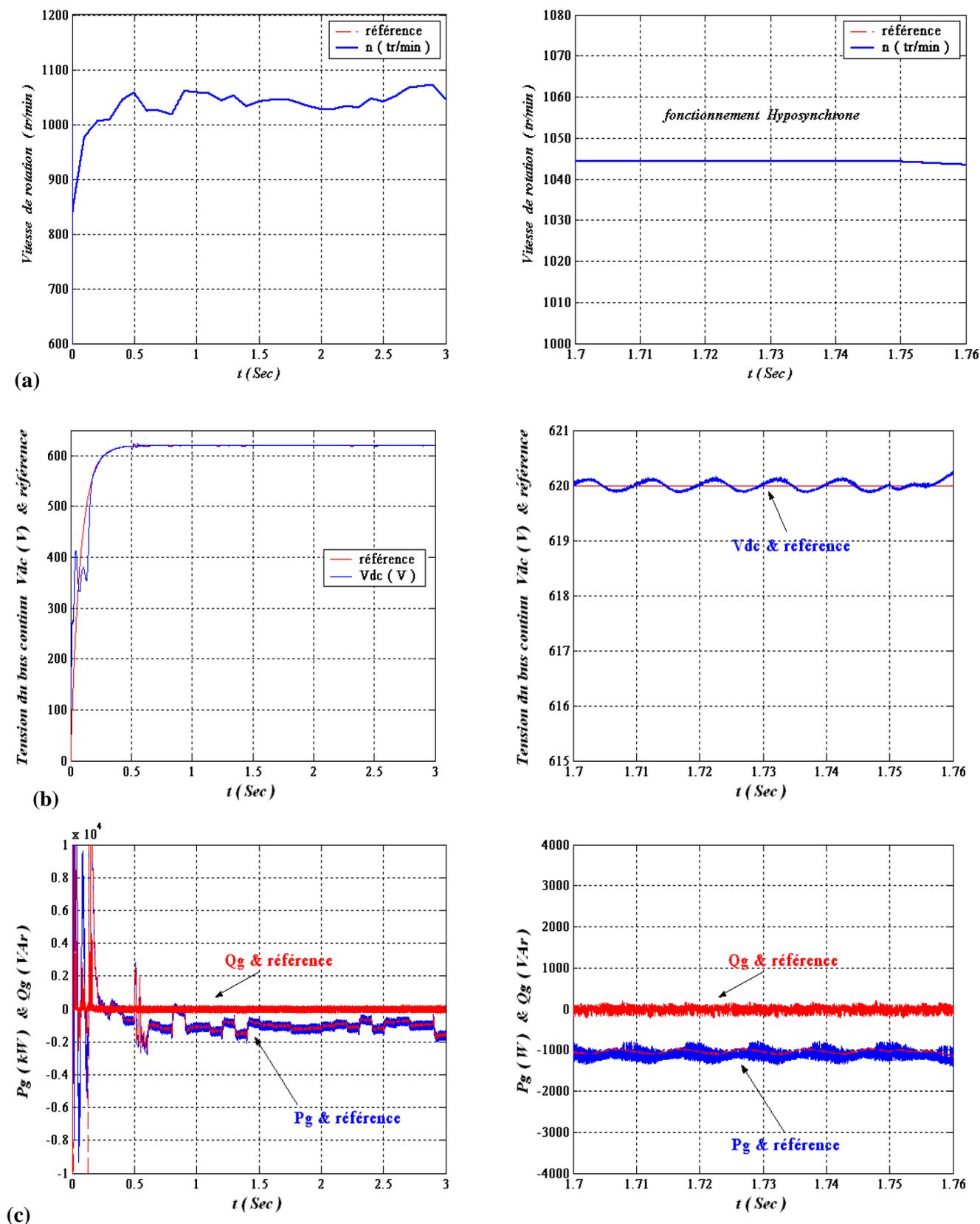


Fig. III.31. (a) : vitesse de rotation avec référence, (b) : Tension du bus continu avec référence et Puissance active et réactive coté réseau électrique avec leurs références

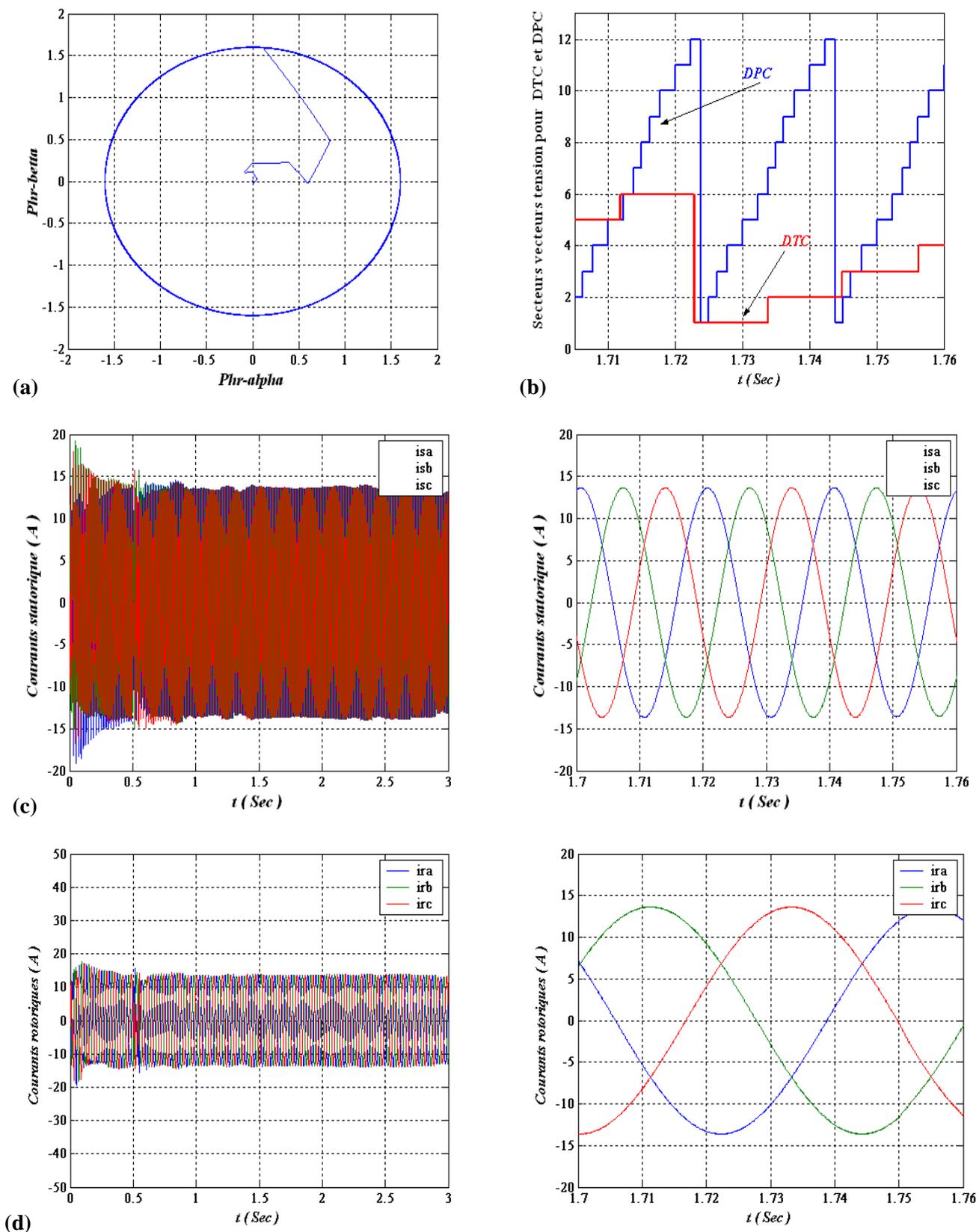


Fig. III.32. (a) : flux rotoriques dans le plan $(\alpha\beta)$, (b) : Secteurs des vecteurs tensions pour DTC et DPC, (c) : Courants statoriques, (d) : Courants rotoriques

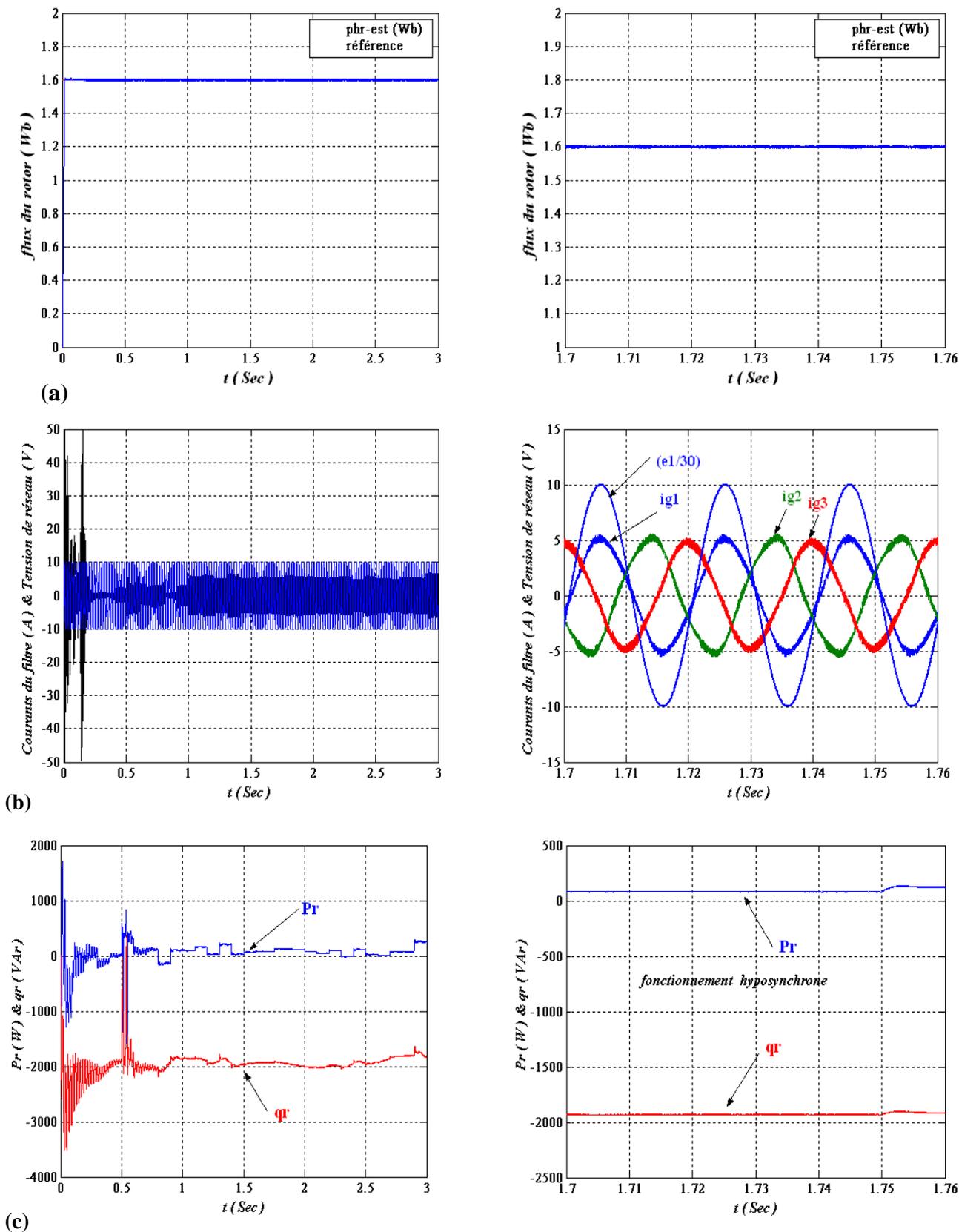


Fig. III.33. (a) : flux du rotor, (b) : Courants du filtre et la tension du réseau et (c) : Puissance active et réactive du rotor

III.10.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande du système éolien en se basant sur la structure de la figure III.1. Deux commandes prépondérantes sur le marché actuel, notamment la commande directe du couple DTC et la commande directe de puissance DPC. Ces dernières sont très compétitives et qui attirent l'attention des différents chercheurs afin d'aboutir à une commande performante qui réponde aux exigences industrielles modernes. Dans un premier temps, la configuration et le principe du DTC classique pour le contrôle du convertisseur coté rotor de la MADA (CCM) ont été détaillés.

Les résultats de simulation obtenus ont montrés que la DTC classique donne des bonnes performances en matière poursuite grâce au principe de la régulation par hystérésis de couple électromagnétique et de flux rotorique. Néanmoins, elle présente des fortes oscillations au niveau de ces deux grandeurs à cause de variation de la fréquence de commutation. Afin de s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et d'améliorer les défauts de la commande DTC classique, nous avons développé une technique qui réduit les oscillations de couple et de flux en imposant une fréquence de modulation constante.

Cette technique que nous avons appelé DTC à fréquence de modulation constante DTC-SVM (Space Vector Modulation). Le contrôle DTC-SVM proposé conserve l'idée de base de la commande DTC classique et la technique d'orientation du flux rotorique est utilisée. Dans ce travail la table de commutation est remplacée par deux régulateurs PI, un pour le couple et l'autre pour le flux afin de générer les tensions de commande. On a employé cette structure de commande parce qu'elle dispose les avantages du contrôle vectoriel et du contrôle direct du couple et permet de surpasser les problèmes de la DTC classique. Les résultats de simulation de la commande DTC associée avec la modulation vectorielle ont confirmés l'amélioration des performances et les avantages à savoir, la maîtrise de la fréquence de commutation. Ces privilèges ont permis la réduction des harmoniques dans notre système de conversion d'énergie éolienne.

Dans un deuxième temps, la configuration et le principe du DPC du convertisseur coté réseau CCR utilisant la nouvelle table de commutation ont été détaillés. La nouvelle table a été développée dont l'objectif est d'assurer un contrôle précis et simultané des puissances instantanées active et réactive transités au réseau. La table proposée est élaborée grâce à l'expertise faite sur les variations provoquées sur les puissances active et réactive lors de l'application de chacun des vecteurs de commande, pour une rotation complète du vecteur des tensions du réseau dans le plan α - β . Les résultats de simulation attestent que les puissances instantanées active et réactive transités au réseau électrique sont parfaitement réglées vis-à-vis de leurs références et l'absorption de courants sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire est obtenue avec succès.

La dernière étape de ce chapitre on a appliqué les deux techniques de commande DTC et DPC sur le système de conversion d'énergie éolienne complet. La stratégie de commande du système de génération basé sur la MADA raccordée au réseau électrique utilise comme grandeurs de réglage le

couple électromagnétique et le flux du rotor par le convertisseur CCM et les puissances actives et réactives transités au réseau par le convertisseur CCR. Notons que le système de conversion fonctionne en Hyposynchrone et dans les conditions optimales.

Les résultats obtenus confirment l'efficacité de la stratégie de commande utilisée pour le contrôle du système de conversion complet et atteste les performances désirées. Ainsi, elle nous a permis d'atteindre les objectifs voulus à savoir :

- ☞ Réglage de la vitesse de rotation de la turbine pour optimiser le rendement aérodynamique.
- ☞ Réglage du facteur de puissance du système de conversion d'énergie éolienne vu par le réseau.
- ☞ L'extraction du maximum de couple d'une manière indirecte de la puissance active en fonction de la vitesse du vent.

Chapitre IV :

Systeme inertiel de stockage d'énergie associé à une éolienne basée sur la MADA

IV.1 INTRODUCTION

Les générateurs éoliens sont des générateurs dont la source primaire d'énergie est le vent. Il est bien connu que le vent a des caractéristiques très fluctuantes et imprévisibles. Même s'il y a des évaluations statistiques permettant prédire les valeurs moyennes du vent pour quelques jours ou pour toute l'année, la vitesse du vent change très fréquemment et il est impossible de prédire sa valeur pour le moment donné. Comme la puissance mécanique débitée par la turbine éolienne est très fluctuante, la puissance électrique générée par le générateur éolien sera aussi très fluctuante. [BOY06, CHA10, PEN10, ARN10] Cela pose beaucoup de problèmes pour les administrateurs du système énergétique pour deux raisons : il faut assurer la balance entre la puissance générée et la puissance consommée. Donc, le générateur éolien devrait fournir l'énergie que le consommateur demande ; rien en plus ou en moins. De plus, la puissance consommée est très difficilement prévisible et variable. A cause de ces restrictions, les générateurs éoliens actuels ne peuvent pas fonctionner sans être associés à des systèmes inertiels de stockage d'énergie (SISE).

La notion de stockage est impérativement associée à la production d'électricité. Qu'il s'agisse d'une production autonome (site isolé, application embarquées....) ou d'une production interconnectée au réseau de distribution, l'existence de dispositifs tampons entre production et consommation est indispensable. L'électricité ne peut être stockée facilement et nécessite sa transformation sous une autre forme d'énergie. Le stockage de l'énergie électrique constitue une des composantes d'un futur développement durable. Le stockage de l'électricité passe le plus souvent par une forme intermédiaire (gravitaire, de compression, chimique, cinétique, mécanique...). [ARN10, ELA04, CIM05] Nous allons nous intéresser dans ce chapitre aux modes de stockage qui peuvent être associés à une éolienne. Le but est double : stocker de l'énergie électrique dans les périodes de fort vent pour pouvoir la restituer dans les périodes de vent plus faible et lisser au maximum la puissance produite par l'ensemble éolienne plus stockage.

Le rendement global du stockage est donc très variable en fonction des procédés choisis. Il apparaît donc deux types de stockage, l'un à court terme et l'autre à long terme. Dans notre cas nous allons travailler sur les systèmes de stockage à court terme. Ces derniers permettent de transférer rapidement des puissances élevées sur des durées pouvant aller de la seconde à la dizaine de

minutes. Un système inertiel de stockage d'énergie (SISE) comporte un volant d'inertie couplé à une machine électrique pouvant fonctionner dans deux régimes : moteur ou générateur. Les SISEs ont des constantes de temps de quelques minutes jusqu'à plusieurs heures, en fonction de leurs conceptions. [CIM05]

Les SISEs ont trouvés une application spécifique dans le domaine d'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. Pour maintenir la fréquence et la tension du réseau dans les limites imposées par les règlements. En raison de leur dynamique élevée, de leur bon rendement et de leur longue période de vie. Les SISEs peuvent être différenciés en fonction de la plage de vitesse et du matériau dont le volant d'inertie est fabriqué. Ainsi sont capables de fournir des puissances très élevées, limités seulement par les puissances nominales des générateurs et des convertisseurs électroniques de puissance.

Actuellement, c'est la machine asynchrone la plus utilisée dans les SISEs. Des réalisations vraiment notables ont été déjà annoncées concernant ce type de machine. En 1996, un SISE comportant une machine asynchrone à double alimentation de 20MW et un volant d'inertie de 74000kg et 4m de diamètre, a été installé en japon pour réguler la fréquence dans une ligne électrique à 132kv. [CIM05, LEC04] Les premières applications des SISEs dans le domaine éolien ont considéré la machine asynchrone à cage et des volants d'inertie lents. [LEC04, CIM06, CIM05] La majorité des SISEs avec machine asynchrone sont des SISEs à volant lents, mais les convertisseurs électroniques de puissance permettent la réalisation des SISEs à volants rapides même avec les machines asynchrone. De plus, un avantage très important des machines asynchrone, par rapport aux autres machines, réside dans la plage de vitesse à puissance constante.

Dans ce chapitre on va étudier le système inertiel de stockage d'énergie noté SISE. Le SISE désigner est un volant d'inertie entraînée par une machine asynchrone à cage. Cette dernière est pilotée par un convertisseur de puissance type onduleur de tension comme présenter à la figure IV.1. Dans l'objectif de faire participer l'éolienne à vitesse variable aux services systèmes. Le but de ce chapitre est de développer les stratégies de commande permettant d'extraire une puissance désirée en stockant ou restituant de l'énergie. Première étape, une modélisation du SISE (volant + machine asynchrone) est présenté, ensuite deux méthodes de contrôle sont proposés pour la MAS : le contrôle vectoriel et contrôle direct en couple (DTC-SVM). Ensuite les deux méthodes de commandes seront présentées. Enfin, des résultats de simulation seront présentés et commentés après illustration.

IV.2 STRUCTURE GENERALE DU SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE ASSOCIE A UN SYSTEME DE STOCKAGE

Nous allons maintenant pouvoir assembler les différents modèles développés précédemment afin d'obtenir le système de conversion d'énergie éolienne associé a un SISE présenté à la figure IV.1. Le système à modéliser est constitué de la partie mécanique de l'éolienne (chapitre II), la MADA avec le convertisseur connecté au rotor (CCM) ainsi que sa commande décrite au chapitre

III, du convertisseur coté réseau CCR qui alimente le bus continu, du système inertiel de stockage d'énergie SISE et du réseau électrique auquel est connecté le système de conversion d'énergie éolienne. La partie du SISE sera détaillée dans ce présent chapitre.

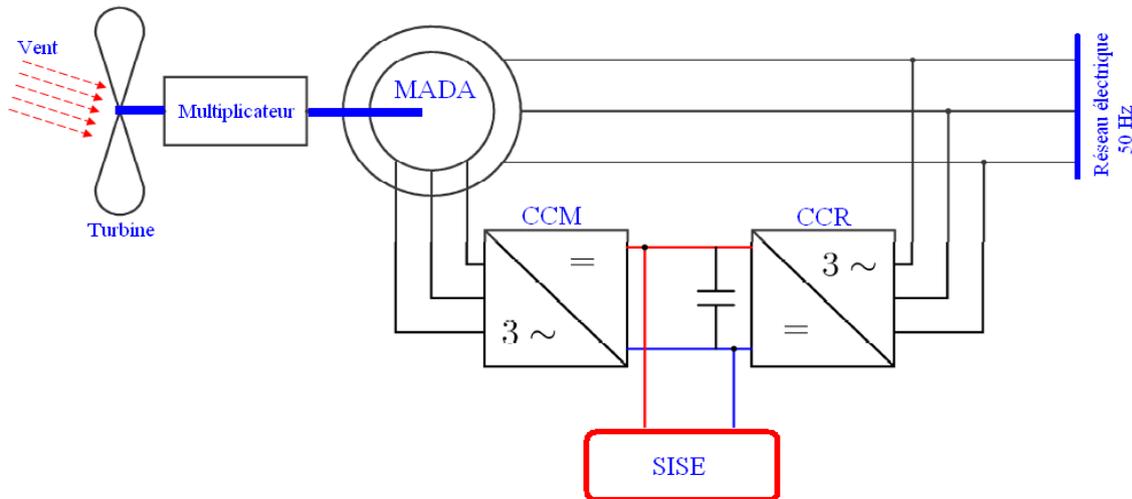


Fig. IV.1 Système de conversion d'énergie éolienne avec SISE

IV.3 TYPES DE STOCKAGE D'ENERGIE

Le stockage de l'électricité passe le plus souvent par une forme intermédiaire (gravitaire, de compression, chimique, cinétique, thermique...). Parmi toutes les formes, on distingue deux types de stockages d'énergie [CIM06] :

- ⇒ Le stockage de type capacitif (condensateur électrique, réservoir hydraulique ou pneumatique, ressort, accumulateur de chaleur...) où l'énergie stockée est de type potentielle,
- ⇒ Le stockage d'énergie de type inertiel (inductance électrique, fluide en mouvement, masse en rotation, masse en translation...) où l'énergie stockée est de type cinétique.

Dans le cadre d'une production décentralisée à partir d'énergies renouvelables, on peut envisager un stockage pour assurer un secours ou pour une régulation local des flux d'énergie. Ainsi, le volant d'inertie est particulièrement bien adapté pour la production par énergie renouvelables qui nécessite, dans le cas de système de conversion d'énergie éolienne, une capacité de quelques minutes. Ceci permettrait, par exemple, de démarrer des groupes de production auxiliaires en cas d'absence de vent durant le temps de déchargement des SISEs constituant ainsi une "réserve tournante" pour des réseaux insulaire ou le taux de pénétration de l'éolienne est très important. Pour des capacités de stockage moindre, le volant d'inertie trouvera ainsi sa place lorsqu'il s'agira de lisser la puissance des charges fluctuantes.

IV.3.1 Les machines électriques

Les machines électriques utilisées pour le stockage inertiel sont toutes alternatives, sans balais et à rotor robuste avec soit une architecture cylindrique ou discoïde. On retrouve les machines à aimant, à réluctance variable et asynchrone.

Plusieurs types de machines électriques peuvent être intégrées dans un SISE ; le choix de la machine est fait en tenant compte de quelques critères : Le type de SISE (mobile ou stationnaire), l'application (amélioration de la qualité de l'énergie électrique), le coût total du système, les performances souhaitées du système et la plage de vitesse du système. La figure IV.2 présente les enveloppes de couple et de la puissance d'une machine électrique. Sur cette figure on distingue deux zones de fonctionnement pour la machine : [CIM06, CIM05, GHED08]

IV.3.2 Zone de fonctionnement utile

La figure IV.2 représente le couple et la puissance d'une machine asynchrone en contrôle couple en fonction de la

- ✓ Pour $0 \leq \Omega_v \leq \Omega_{vn}$, le couple peut être maximum donnant ainsi une puissance proportionnelle à la vitesse de rotation $P_{mas} = k\Omega_v$,
- ✓ Pour $\Omega \leq \Omega_{vn}$, la puissance est maximale et correspond à la puissance nominale de la machine, le couple électromagnétique est alors inversement proportionnel à la vitesse de rotation

$$T_{emMAS} = \frac{k}{\Omega_v}.$$

$$X = \frac{\Omega_{vmax}}{\Omega_{vb}} \quad (IV.1)$$

Le rapport X de l'équation (IV.1) caractérise la machine de point de vue fonctionnement à une puissance constante. Une machine ayant $X=2$, permet un fonctionnement à puissance constante entre 50% et 100% de la vitesse nominale. Cela veut dire qu'on peut profiter de 75% de l'énergie stockée dans le volant d'inertie. Donc, le choix de la puissance nominale machine électrique est fait seulement en fonction de la puissance nominale du SISE. [GHED08]

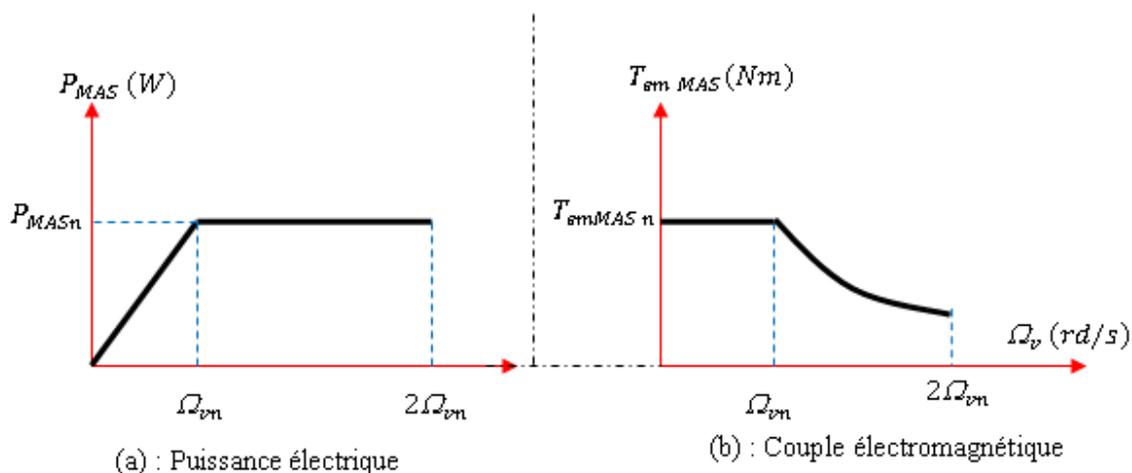


Fig. IV.2 Allures de couple et de la puissance en fonction de la vitesse.

IV.4 MODELISATION MATHÉMATIQUE DES COMPOSANTS DU SISE

La structure du système de stockage inertiel SISE basé sur un volant d'inertie entraîné par une machine asynchrone est illustrée par la figure IV.3.

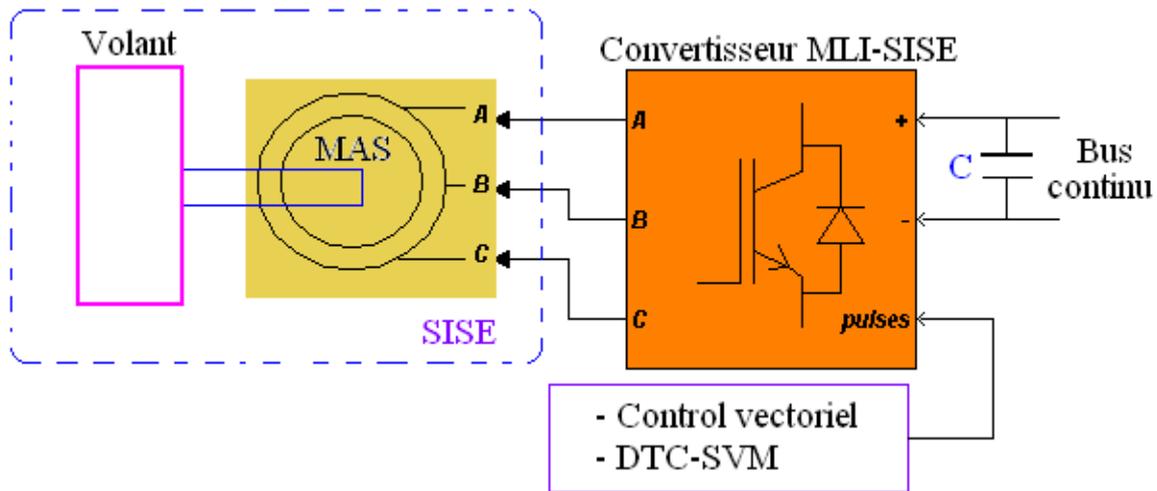


Fig. IV.2 Structure de système de stockage inertiel

IV.4.1 Modélisation du volant d'inertie

L'énergie stockée dans le volant d'inertie J_v à pour expression :

$$E_v = \frac{1}{2} J_v \Omega_v^2 \quad (\text{IV.2})$$

Cette équation montre que pour une même, un fonctionnement à vitesse élevée réduit considérablement la valeur du coefficient d'inertie. Les matériaux utilisés doivent avoir une haute résistance à la traction due à la force centrifuge pour permettre des vitesses périphériques élevées [GHED08, CIM05]. L'énergie massique vaut :

$$\frac{E_v}{M} = K \frac{\sigma_{max}}{\rho} \quad (\text{IV.3})$$

L'équation (IV.3) permet de voir que le matériau a son importance dans la conception du système de stockage de part son dimensionnement. On peut donc dire que pour une masse identique, la capacité de stockage maximale sera plus importante pour les matériaux composites. [CIM05] La puissance du stockage en fonction de l'énergie est donnée par :

$$P_v = \frac{dE_v}{dt} \quad (\text{IV.4})$$

Pour calculer l'inertie du volant, on se base sur une puissance à fournir durant un temps Δt : on souhaite que le stockage inertiel fournisse la puissance nominale P_{MASn} durant un temps Δt . L'énergie nécessaire vaut alors :

$$\Delta E_v = P_{MASn} \Delta t \quad (\text{IV.5})$$

Sachant que

$$\Delta E_v = \frac{1}{2} J_v \Delta E_v^2 \quad (\text{IV.6})$$

$$\Delta\Omega_v^2 = \Omega_{vmax}^2 - \Omega_{vmin}^2 \quad (IV.7)$$

Alors on obtient :

$$J_v = \frac{2P_{MASn}\Delta t}{\Delta\Omega_v^2} \quad (IV.7)$$

L'équation (IV.6) montre que pour une même énergie, un fonctionnement à vitesse élevée réduit considérablement la valeur du moment d'inertie. Le calcul de ce dernier peut se faire aussi par la relation suivante :

$$J_v = Km_v R_v^2 \quad (IV.8)$$

Avec K est le coefficient de forme qui prend les valeurs [CIM05]

Types matériaux	Anneau mince	Disque à épaisseur uniforme	Bille	Sphère
Coefficient K	1	0.5	1	2/3

Tableau IV.1 Valeurs de coefficient K pour différents matériaux

Les matériaux utilisés doivent avoir une haute résistance à la traction (δ_{max}) due à la force centrifuge pour permette des vitesses périphériques élevées.

L'énergie massique vaut :

$$\frac{E_c}{m_v} = K \frac{\delta_{max}}{\delta_v} \quad (IV.9)$$

L'équation (IV.9) permet de voir que le matériau a son importance dans la conception du système de stockage de part sa dimension. En raison de la sûreté de l'exploitation, il est recommandé que la vitesse du volant ne dépasse pas 70% de la vitesse maximale, et l'énergie stockée dans la masse en mouvement n'excèdera pas de l'énergie maximale.

La transmission mécanique se résume à l'équation suivante :

$$J_v \frac{d\Omega_v}{dt} + f_v \Omega_v = T_{emMAS} \quad (IV.10)$$

Dans le cas des SISEs, il n'y a pas de couple de charge pour la machine électrique. [CHE12]

IV.4.2 Modélisation de la machine asynchrone

Les machines électriques utilisées pour le stockage inertiel sont toutes alternatives, sans balais et à rotor robuste. On trouve alors la machine asynchrone. Le modèle mathématique (flux et courant) de la machine asynchrone (convention moteur) dans le référentiel de Park [CHE12, AMI11] est donné par l'équation (IV.11). Ce modèle dq sera utilisé pour le control vectoriel du SISE.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{rmas}}{L_{rmas}} & (\omega_s - p\Omega) & \frac{MR_{rmas}}{L_{rmas}} & 0 \\ -(\omega_s - p\Omega) & -\frac{R_{rmas}}{L_{rmas}} & 0 & \frac{MR_{rmas}}{L_{rmas}} \\ \frac{MR_{rmas}}{\sigma L_{rmas}^2 L_{smas}} & \frac{Mp\Omega}{\sigma L_{rmas} L_{smas}} & -\frac{R_{sr}}{\sigma L_{smas}} & \omega_s \\ \frac{Mp\Omega}{\sigma L_{rmas} L_{smas}} & \frac{MR_{rmas}}{\sigma L_{rmas}^2 L_{smas}} & \omega_s & -\frac{R_{sr}}{\sigma L_{smas}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{\sigma L_{smas}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_{smas}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (IV.11)$$

Le modèle mathématique (flux et courant) dans le repère $\alpha\beta$ est donné par l'équation (IV.12). Ce dernier sera utilisé pour le control direct de couple du SISE. Autre détail sur la modélisation de la machine asynchrone nous le trouvons dans [CIM05, CIM06, MER11, KHE10].

$$\begin{aligned} \sigma L_{smas} \frac{d}{dt} i_{s\alpha} &= -R_{smas} i_{s\alpha} - \frac{M}{L_{rmas}} \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} + v_{s\alpha} \cdot \\ \sigma L_{smas} \frac{d}{dt} i_{s\beta} &= -R_{smas} i_{s\beta} - \frac{M}{L_{rmas}} \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} + v_{s\beta} \cdot \\ \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} &= -\frac{R_{rmas}}{L_{rmas}} \varphi_{r\alpha} - \omega_r \varphi_{r\beta} + \frac{R_{rmas} \cdot M}{L_{rmas}} i_{s\alpha} \cdot \\ \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} &= -\frac{R_{rmas}}{L_{rmas}} \varphi_{r\beta} + \omega_r \varphi_{r\alpha} + \frac{R_{rmas} \cdot M}{L_{rmas}} i_{s\beta} \cdot \\ T_{em} &= p(i_{s\beta} \varphi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \varphi_{s\beta}). \end{aligned} \quad (IV.12)$$

IV.4.3 Modélisation du convertisseur électronique de puissance

L'onduleur de tension avec onde porteuse est utilisé pour le control vectoriel de la machine asynchrone utilisé dans le SISE. L'onduleur est commandé en tension par la stratégie MLI. Cette commande MLI présente l'avantage d'une fréquence constante, qui est fixé par fréquence de l'onde porteuse.

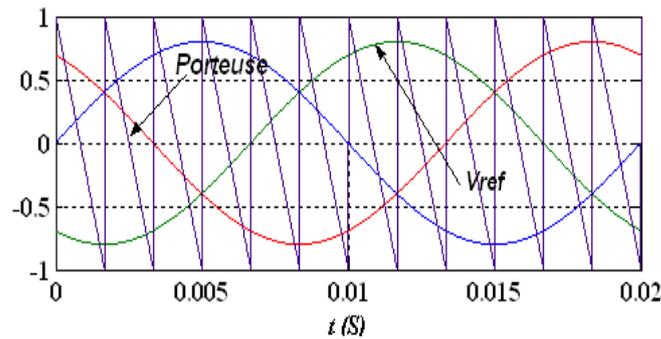


Fig. IV.4 Explication pour l'obtention du modèle continu équivalent du convertisseur

On peut écrire la relation suivante entre les composantes utiles des tensions polaires et les signaux de références. :

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} v_{aref} \\ v_{bref} \\ v_{cref} \end{bmatrix} \quad (IV.13)$$

Les convertisseurs d'aujourd'hui peuvent fonctionner à des fréquences de commutations de l'ordre kHz, beaucoup plus grandes que les fréquences des signaux de référence. On peut donc considérer que la relation (IV.13) est vraie aussi pour un convertisseur réel [ANT08] et [MALI08]. En appliquant la transformation directe de Park à la relation (IV.13), on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} v_{dref} \\ v_{qref} \end{bmatrix} \quad (IV.13)$$

IV.4.4 Modélisation mathématique du bus continu

Comme le titre de présent chapitre le précise, l'objet de l'étude comporte un système inertielle de stockage d'énergie associé à un générateur éolien. Le couplage des deux systèmes est fait par l'intermédiaire d'un bus continu, comme le montre la figure IV.1. Il donc nécessaire d'avoir le modèle mathématique de ce circuit. Dans la figure IV.5 est présenté en détail le bus continu à courant continu et on peut voir qu'il est représenté par le condensateur C où sont connectés tous les convertisseurs (CCM, CCR et l'onduleur du SESI). Chaque convertisseur exerce son influence sur le circuit, par le courant qu'il donne ou qu'il prend au condensateur.

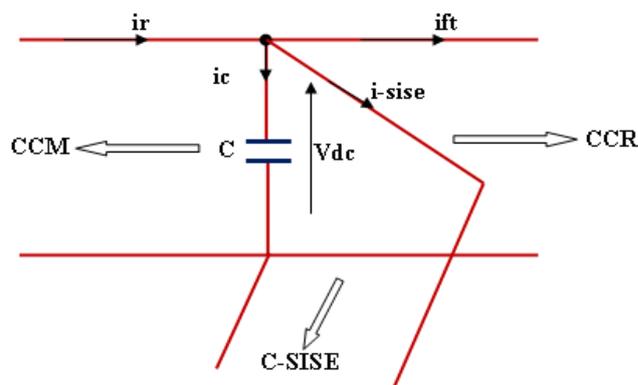


Fig. IV.5 Modèle de bus continu à courant continu

Les sens de courants de la figure IV.5 ont été considérés pour le cas où seulement le générateur éolien fournit de l'énergie dans le bus continu. C'est-à-dire que la charge n'a pas besoin de toute l'énergie fournie par le système de conversion d'énergie éolienne et c'est le SISE qui prend le surplus d'énergie produite. Les courants dans le bus continu agissent directement sur la valeur de la tension V_{dc} . A partir de la figure IV.5 on peut écrire l'équation suivante :

$$i_c = i_r - i_{sise} - i_{ft} \quad (IV.14)$$

La tension V_{dc} est une fonction du courant i_c

$$i_c = C \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (IV.15)$$

La tension V_{dc} sera une grandeur très importante lors de contrôle du SISE puisque, en effet, tous les convertisseurs CCR, CCM et le celui du SISE agissent sur elle, par les courants des bus continus. Pour expliquer cela, on considérera que le SISE n'est pas couplé avec le système éolien. Dans ce cas, le générateur la valeur de la tension V_{dc} est en fonction des courants i_r et i_{ft} . Si le système éolien fournit plus d'énergie, la valeur de la tension V_{dc} augmentera parce que la différence d'énergie est accumulée dans le condensateur.

Par contre, si le système éolien ne peut pas fournir l'énergie demandée par la charge, celle-ci prendra au condensateur le reste d'énergie demandée. La valeur de la tension V_{dc} descendra. Pourtant notre but est de maintenir la valeur de la tension V_{dc} à une valeur de tension de référence constante (620V) et c'est le SISE qui doit agir pour cela. C'est-à-dire, le SISE stocke l'énergie électrique lorsqu'elle est excédentaire et en restitue dans le cas inverse.

IV.5 STRATEGIES DE CONTROLE DU SISE ASSOCIE AU SYSTEME ÉOLIEN

Comme on a déjà vu dans les chapitres précédents, la puissance fournie par un système de conversion d'énergie éolienne est toujours variable, dû aux variations de la vitesse du vent. De l'autre coté, c'est le consommateur ou le réseau qui doit recevoir une puissance lissée. La figure IV.6 montre le principe de contrôle d'un SISE associé au système éolien. Ayant la puissance générée par le générateur éolien, $P_{éol}$, et connaissant la puissance qu'il faut délivrer au réseau ou sur les charges isolées, $P_{régl}$, une puissance de référence pour le SISE peut être déterminée comme suit: [CIM06, CIM05]

$$P_{réf} = P_{régl} - P_{éol} \quad (IV.16)$$

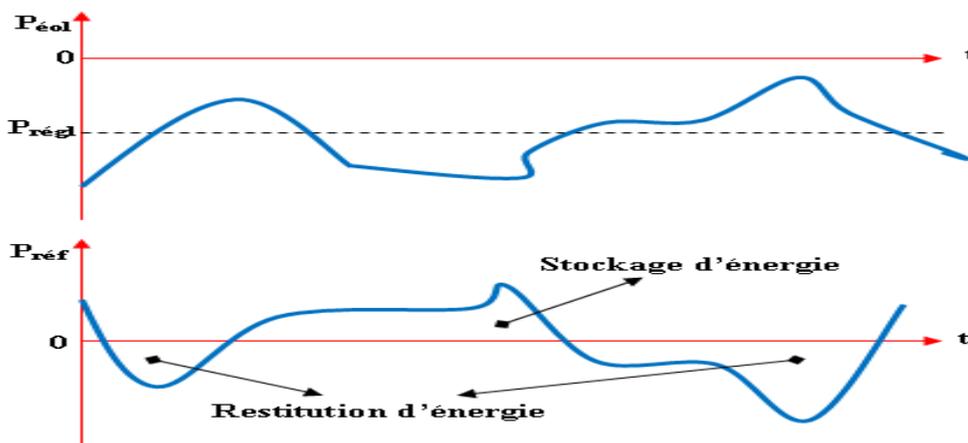


Fig. IV.6 Principe du contrôle de SISE associé au générateur éolien

Si la puissance 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.

Le contrôle de la tension du bus continu peut être fait par deux voies

- ✓ Par le convertisseur coté réseau (CCR), mais à condition d'être connecté sur un réseau.
- ✓ Par le convertisseur du SISE, ce qui est obligatoire lors de l'alimentation des charges isolées.

Si on utilise la première méthode de régulation du bus continu, le contrôle du SISE est basé sur l'expression (IV.16). Au contraire, s'il faut utiliser la deuxième méthode de régulation, un terme nouveau doit être ajouté à l'expression (IV.16): [LECO4]

$$P_{réf} = P_{régl} - P_{éol} - \Delta P \quad (IV.17)$$

Où ΔP représente la puissance nécessaire pour réguler le bus continu.

VI.5.1 Control de la machine asynchrone utilisée pour SISE

Dans ce présent travail, nous proposons deux méthodes de commande pour la machine asynchrone : le control vectoriel et la commande directe du couple combinée avec la modulation vectorielle.

VI.5.1.1 Contrôle vectoriel de la machine asynchrone

La position du référentiel est choisie afin d'annuler la composante d'axe q pour le flux rotorique, c'est-à-dire $\varphi_{rd} = \varphi_r$ est $\varphi_{rq}=0$. Ainsi, les équations (IV.11) deviennent :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_{smas} \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_{smas} \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_{rmas}} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{smas} \cdot i_{sq}, \\ v_{sq} &= R_{smas} \cdot i_{sq} + \sigma \cdot L_{smas} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_{rmas}} \varphi_r + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{smas} \cdot i_{sd}, \\ M i_{sd} &= \varphi_r + \frac{L_{rmas}}{R_{rmas}} \frac{d\varphi_r}{dt}, \\ \omega_s &= p \cdot \Omega + \frac{M \cdot R_{rmas} \cdot i_{sq}}{L_{rmas} \cdot \varphi_r} \\ Tem &= p \frac{M}{L_{rmas}} \varphi_r \cdot i_{sq} \end{aligned} \quad (IV.18)$$

On a opté le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté parce que les équations sont plus simples par rapport au contrôle à flux statorique ou à flux d'entrefer orienté. En régime permanent de la machine asynchrone, à partir des équations (IV.18), on déduit [LECO4, CIM06].

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_{smas} \cdot i_{sd} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{smas} \cdot i_{sq}, \\ v_{sq} &= R_{smas} \cdot i_{sq} + \omega_s \frac{M}{L_{rmas}} \varphi_r + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{smas} \cdot i_{sd}, \\ i_{sd} &= \frac{1}{M} \varphi_r, \\ i_{sq} &= \frac{L_{rmas}}{R_{rmas} \cdot M} \omega_{rs} \cdot \varphi_r \end{aligned} \quad (IV.19)$$

Les expressions (IV.19) ont servi pour développer le schéma de contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. Les relations suivantes ont servi pour faire le schéma de contrôle :

$$\begin{aligned}
 v_{sd_ref} &= R_{smas} \cdot i_{sd_ref} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{smas} \cdot i_{sq_ref} , \\
 v_{sq_ref} &= R_{smas} \cdot i_{sq_ref} + \omega_{s_ref} \frac{M}{L_{rmas}} \varphi_{r_ref} + \omega_{s_ref} \cdot \sigma \cdot L_{smas} \cdot i_{sd_ref} , \\
 i_{sd_ref} &= \frac{1}{M} \varphi_{r_ref} , \\
 \omega_{rs_ref} &= \frac{M \cdot R_{rmas} \cdot i_{sq_ref}}{L_{rmas} \cdot \varphi_{r_ref}} \\
 \omega_{s_ref} &= p \cdot \Omega_{ref} + \omega_{rs_ref} = p \cdot \Omega_{ref} + \frac{M \cdot R_{rmas} \cdot i_{sq_ref}}{L_{rmas} \cdot \varphi_{r_ref}}
 \end{aligned} \tag{IV.20}$$

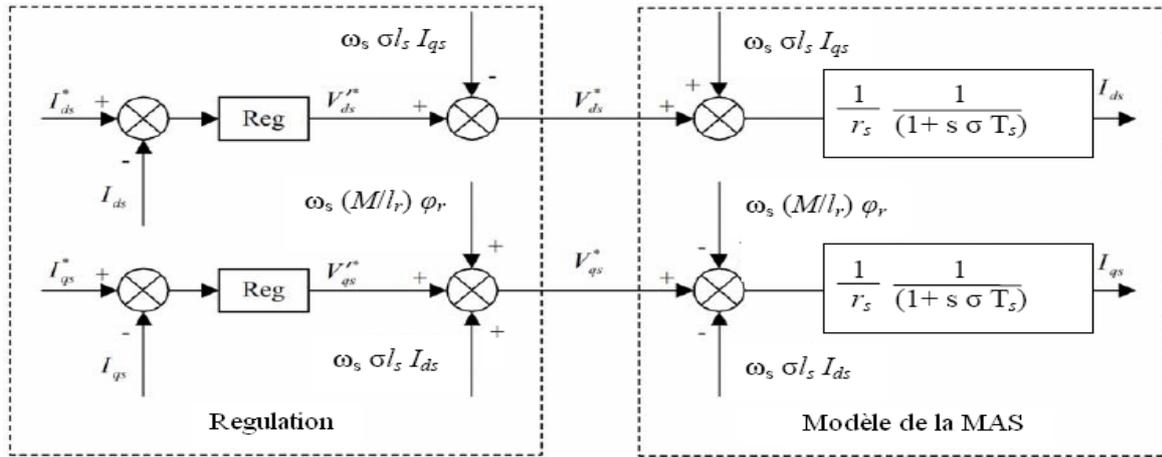


Fig. IV.7 Découplage par addition des termes de compensation

Dans le schéma de la figure IV.7 le flux de référence est déterminé par l'intermédiaire du bloc « référence de flux », dans le quel est implémentée une loi de dé fluxage de la MAS ; on sait que, pour obtenir des vitesses supérieures à la vitesse nominale de la machine asynchrone, il faut réduire le flux c'est-à-dire il faut dé fluxer le flux en fonction de la vitesse. Pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale, on impose la valeur nominale du flux. Le flux de référence est imposé par : [LEC04, CIM05]

$$\varphi_{r_ref}(\Omega) = \begin{cases} \varphi_m , & \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \varphi_m \cdot \frac{\Omega_n}{|\Omega|} , & \text{pour } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \tag{IV.20}$$

Le flux rotorique nominal (en négligeant les fuites statoriques) est :

$$\varphi_m \approx \frac{L_{rmas} \cdot \varphi_{sn}}{M} \text{ with } \varphi_{sn} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{sn}}{\omega_s} \tag{IV.21}$$

On souhaite contrôler la puissance de la machine asynchrone couplée au volant d'inertie, pour cela à partir d'une puissance de référence qu'on veut stocker ou bien restituer noter P_{ref} équation (IV.16) ou(IV.17) et une mesure de la vitesse de rotation du volant.

$$\Omega_{v_ref} = \sqrt{\frac{2 \cdot E_{cv}}{J_v}} \tag{IV.22}$$

Les tensions statoriques de référence dans le référentiel dq sont les suivants :

$$v_{sd_ref} = E_{d_ref} - \frac{M \cdot R_{rmas}}{L_{rmas}^2} \cdot \varphi_{r_ref} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{smas} \cdot i_{sq_ref}, \quad (IV.23)$$

$$v_{sq_ref} = E_{q_ref} + \frac{M \cdot p \cdot \Omega}{L_{rmas}} \cdot \varphi_{r_ref} + \omega_{s_ref} \cdot \sigma \cdot L_{smas} \cdot i_{sd_ref},$$

$$E_{d_ref} = \text{Re } g(i_{sd_ref} - i_{sd}) \quad (IV.24)$$

$$E_{q_ref} = \text{Re } g(i_{sq_ref} - i_{sq})$$

E_{d_ref} et E_{q_ref} sont les tensions de référence non compensées parce qu'elles contiennent les termes de couplage entre l'axe d et q.

VI.5.1.2 Synthèse des régulateurs

a) Régulation du flux rotorique d'axe d

La régulation du flux est assurée par un régulateur de type PI. Le schéma bloc est présenté par la figure IV.8.

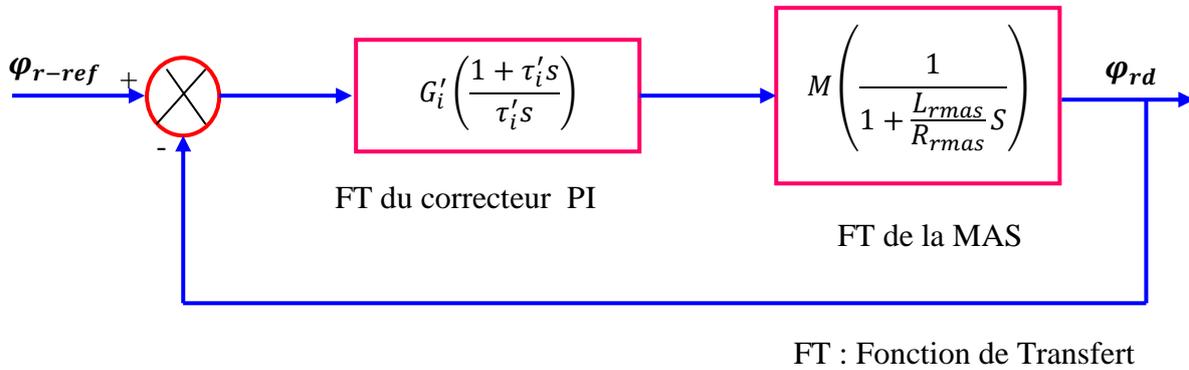


Fig. IV.8 Boucle de réglage du flux rotorique

Au regard de la Fig. IV.8, on peut écrire la fonction de transfert en boucle ouverte FTbo (s) :

$$FTbo(s) = \frac{G'_i(1+\tau'_i)s}{\left(1+\frac{L_{rmas}}{R_{rmas}}s\right)\tau'_i s} \quad (IV.25)$$

On choisit habituellement de compenser le pôle de la fonction de transfert de la machine. On pose donc :

$$\tau'_i = \frac{L_{rmas}}{R_{rmas}} \quad (IV.26)$$

La fonction de transfert en B.O devient :

$$FTbo(s) = \frac{G'_i M R_{rmas}}{L_{rmas} s} \quad (IV.27)$$

En calcul alors la fonction de transfert en boucle fermée FTbf(s) :

$$FTbf(s) = \frac{1}{\frac{Lrmas}{G'_i MRrmas} s + 1} \quad (IV.28)$$

Pour un premier ordre, le temps de réponse à 5% de la valeur finale est à trois fois la constante de temps, d'où :

$$t_r = 3 \frac{Lrmas}{G'_i MRrmas} \quad (IV.29)$$

Donc :

$$G'_i = 3 \frac{Lrmas}{t_r MRrmas} \quad (IV.30)$$

b) Régulation des courants statoriques i_{ds} et i_{qs}

La régulation des courants statoriques de la machine du SISE est assurée par des régulateurs de type PI. La synthèse du correcteur PI de courant d'axe d est identique a celle du correcteur de courant d'axe q. Le schéma bloc de la régulation des courants i_{ds} et i_{qs} est illustré par la figure IV.9.

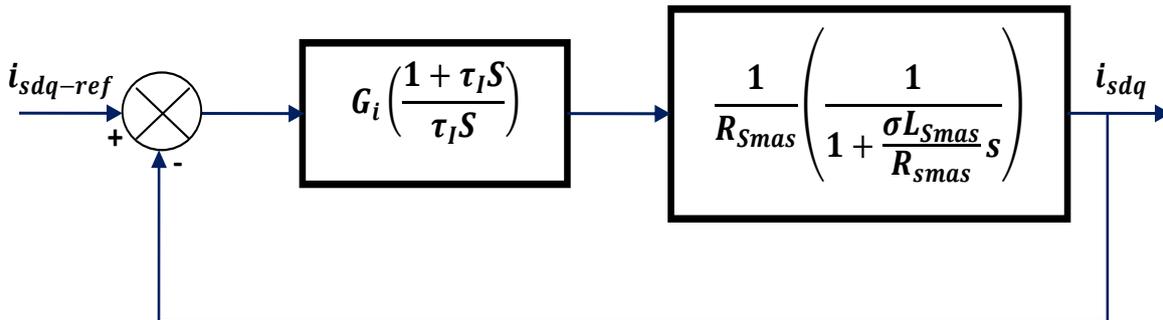


Fig. IV.8 Boucle de réglage des courants i_{ds} et i_{qs}

$$FTbo(s) = \frac{G_i(1+\tau_i S)}{R_{smas} \left(1 + \frac{\sigma L_{smas} S}{R_{smas}}\right) \tau_i S} \quad (IV.31)$$

On choisit habituellement de compenser le pôle de la fonction de transfert de la machine. On pose donc :

$$\tau_i = \frac{\sigma L_{smas}}{R_{smas}} \quad (IV.32)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$FTbo(s) = \frac{G_i}{\sigma L_{smas} S} \quad (IV.32.a)$$

On calcul alors la fonction de transfert en boucle fermée $FTbf(s)$:

$$FTbf(s) = \frac{1}{\frac{\sigma L_{smas}}{G_i} s + 1} \quad (IV.32.b)$$

Pour un premier ordre, le temps de réponse à 5% de la valeur finale est à trois fois la constante de temps, d'où :

$$t_r = \frac{3\sigma L_{smas}}{G_i} \quad (IV.33)$$

Donc :

$$G_i = \frac{3\sigma L_{smas}}{t_r} \quad (IV.34)$$

Les deux régulateurs PI ont la même structure et ils sont prévus avec des boucles « anti windup ». Le schéma bloc du contrôle vectoriel appliqué à l'ensemble convertisseur plus la machine asynchrone couplée au volant d'inertie est donné par la figure IV.9.

c) Régulation de la vitesse de la SISE (voir Annexe B)

La technique de commande à structure variable (VSC) par mode glissant est très connue par sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), et externes (perturbation due à la charge), et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation, toute en ayant une très bonne réponse dynamique. La tâche principale de la commande par mode glissant, est de fournir une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé. Pour le réglage de la vitesse du SISE on utilise un régulateur mode glissant d'ordre 1. La conception ce régulateur se fait en trois étapes. [MOU12c, BEL11]

 **Choix de la surface :** la surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif $r=1$ a la forme suivante.

$$S_\Omega = \Omega_{v-ref} - \Omega_v \quad (IV.35)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}_\Omega = \dot{\Omega}_{v-ref} - \dot{\Omega}_v \quad (IV.36)$$

En substituant l'équation mécanique de la machine dans (IV.36), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}_\Omega = \dot{\Omega}_{v-ref} - \left[\frac{C_{em} - C_r - k_f \Omega_v}{J} \right] \quad (IV.36.a)$$

Nous décomposons le couple électromagnétique C_{em} en deux entiers C_{em-eq} et C_{em-n} :

En remplaçant le couple par les deux entiers dans (IV.36), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}_\Omega = \dot{\Omega}_{v-ref} - \left[\frac{(C_{em-eq} + C_{em-n}) - C_r - k_f \Omega_v}{J} \right] \quad (IV.37)$$

 **Condition de convergence :** durant le mode de convergence nous avons :

$$(S(\Omega))(S(\dot{\Omega})) \leq 0 \quad (IV.38)$$

👉 **Calcul de la commande** : L'algorithme de commande est défini par la relation :

$$C_{ref} = C_{em-eq} + C_{em-n} \quad (IV.39)$$

La forme la plus simple que peut prendre C_{em-n} est celle de fonction saturation :

$$C_{em-n} = K_{\Omega} Sat(S_{\Omega}) \quad (IV.40)$$

Le choix de K_{Ω} , se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur. Donc nous obtenons :

$$\dot{S}_{\Omega} = 0 \Rightarrow \begin{cases} C_{em-n} = K_{\Omega} Sat(S_{\Omega}) \\ C_{em-eq} = C_r + k_f \Omega_v - J \cdot \dot{\Omega}_v - ref \end{cases} \quad (IV.41)$$

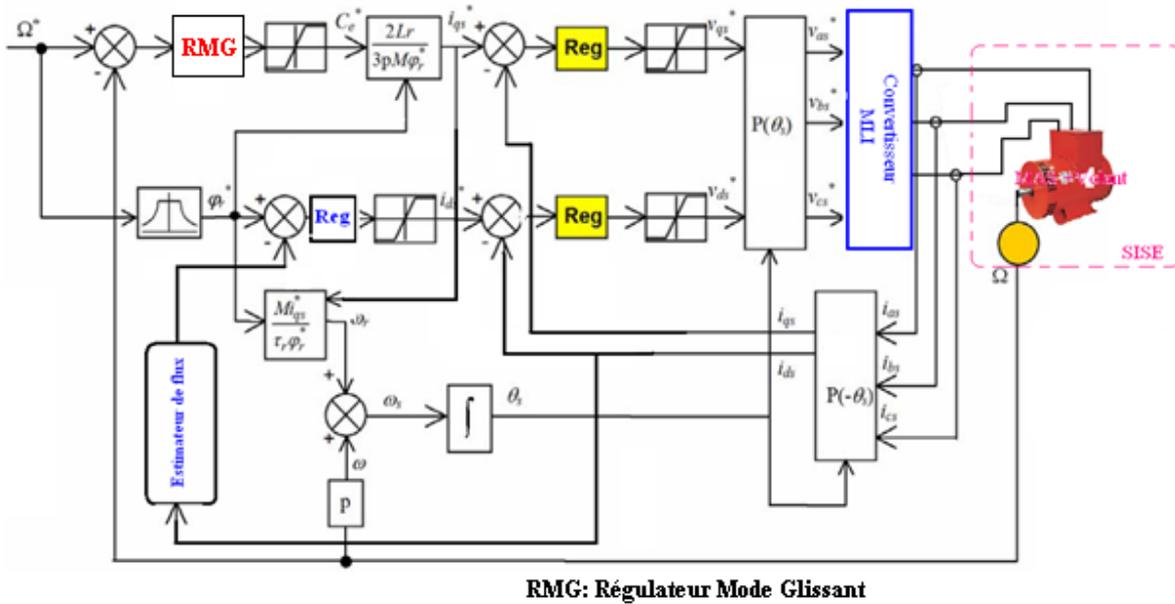


Fig. IV.8 Schéma bloc de la commande vectorielle du SISE

VI.5.1.3 Résultats du contrôle vectoriel de SISE

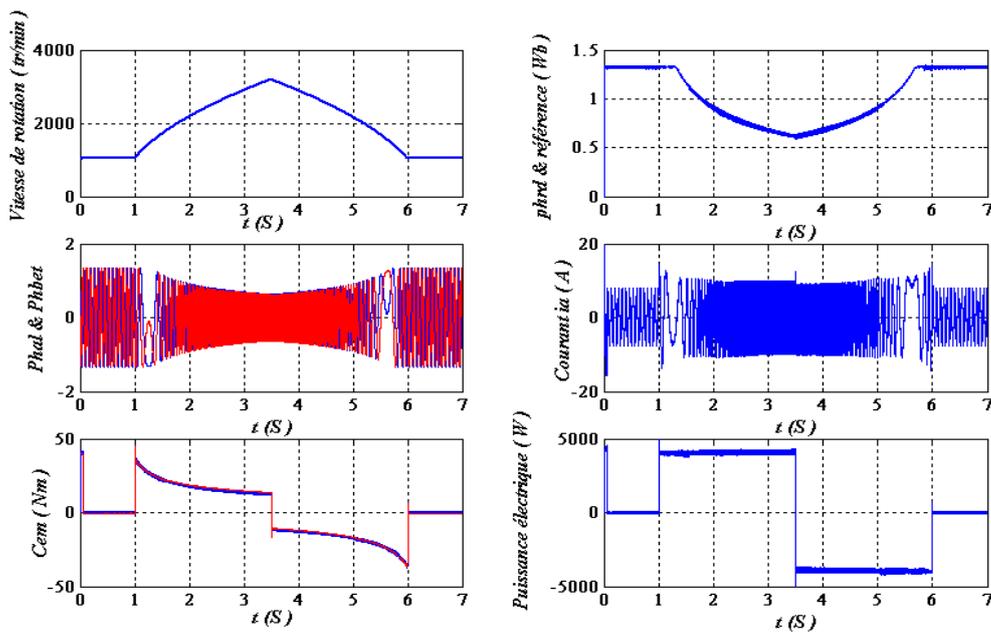


Fig. IV.9.a Résultats du contrôle vectoriel de la MAS

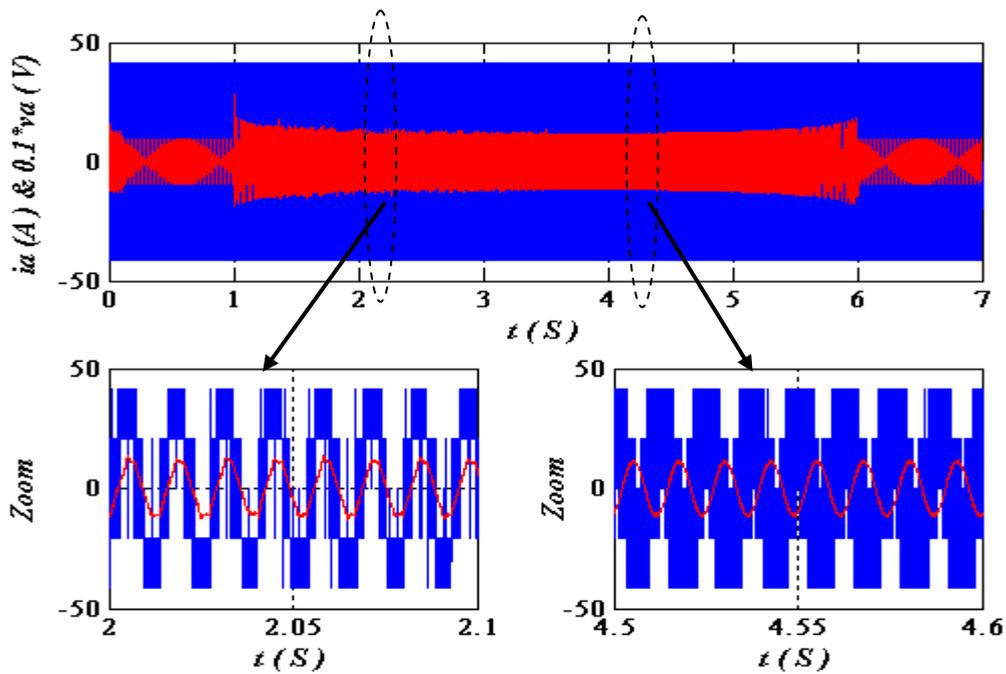


Fig. IV.9.b Résultats du contrôle vectoriel de la MAS

La figure IV.9.a et b montre le comportement d'une MAS à 2 paires de pôles (4kW à 1500 tr/min) avec le contrôle vectoriel. Au début, la MAS tourne à une vitesse de 1000 tr/min, le flux est maintenu à la valeur nominale 1.32 Wb. Après une seconde, la vitesse augmente jusqu'à 314rd/s à l'instant $t=3.5S$ et de la même manière elle diminue jusqu'à 1000tr/min à $t=6S$. La MAS démarre au flux nominal, mais dès que la vitesse dépasse 157rd/s, on commence le défluxage ; cela se voit sur l'allure du flux, couple et le courant. La figure IV.9.b représente la tension et le courant d'une phase statorique de la MAS. Leurs évolutions montrent qu'ils sont presque en phase (zoom 2S à 2.1S) avec un retard du courant dû essentiellement à l'effet inductif de la machine, donc leur produit donne une puissance de signe positif, et la machine fonctionne en moteur entraîne le volant, c'est la phase du stockage. Par contre, entre l'instant (4S à 4.6S) sont en opposition de phase, par suite la puissance est négative, d'où la MAS fonctionne en génératrice entraînée par le volant, c'est la période de restitution d'énergie. La machine ne subit aucun couple de charge mais elle entraîne un volant d'inertie dont $J=0.2 \text{ kg.m}^2$. Ces premiers résultats ont permis de valider le modèle de la MAS avec le contrôle vectoriel.

VI.5.1.4 Contrôle direct en couple de la MAS avec modulation vectorielle (SVM)

Dans cette partie on présente une méthode modifiée du contrôle direct du couple pour le système inertiel. Cette commande diffère de la commande DTC classique par l'utilisation d'une modulation vectorielle (aussi appelée SVM pour Space Vector Modulation) qui assure ainsi un fonctionnement à fréquence de modulation constante pour le convertisseur de SISE. Le couple et flux sont régulés par deux régulateurs type PI classique ou les tables de vérité et les correcteurs à hystérésis ont été éliminés. Cette commande DTC-SVM possède les avantages du contrôle vectoriel et du DTC classique et permet de surpasser le problème des entractes du couple et de flux. Les

régulateurs proportionnel-intégral et la technique de modulation vectorielle sont employés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations de couple et de flux. Le principe de cette méthode a été vue en détail dans le chapitre III. Cependant, dans ce chapitre on va l'appliquée a la MAS c'est-à-dire sur les variables du stator.

Le flux statorique est estimé à partir de l'équation de tension statorique de la MAS :

$$\frac{d\overline{\varphi}_s}{dt} = \overline{V}_s - R_{smas} \cdot \overline{I}_s \quad (IV.42)$$

Dans le référentiel $\alpha\beta$, les composantes du flux statorique $\varphi_{s\alpha}$ and $\varphi_{s\beta}$, sont déterminés comme suit :

$$\begin{aligned} \varphi_{s\alpha} &= \int (-R_{smas} \cdot i_{s\alpha} + V_{s\alpha}) dt, \\ \varphi_{s\beta} &= \int (-R_{smas} \cdot i_{s\beta} + V_{s\beta}) dt \end{aligned} \quad (IV.43)$$

La magnitude du flux statorique et l'angle θ_s peuvent être calculée à partir de la relation (IV.44) :

$$\begin{aligned} \varphi_s &= \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \\ \theta_s &= \arctg\left(\frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}}\right) \end{aligned} \quad (IV.45)$$

Le secteur N_i dans lequel se situe le vecteur du flux statorique est déterminé à partir l'angle θ_s entre le référentiel (s) et le vecteur flux $\overline{\varphi}_s$.

Le couple électromagnétique de la MAS est estimé par la relation :

$$T_{em} = p \cdot (i_{s\beta_mes} \cdot \varphi_{s\alpha} - i_{s\alpha_mes} \cdot \varphi_{s\beta}). \quad (IV.46)$$

La structure de la commande DTC-SVM avec le système inertiel de stockage d'énergie est présentée par la figure IV.10.

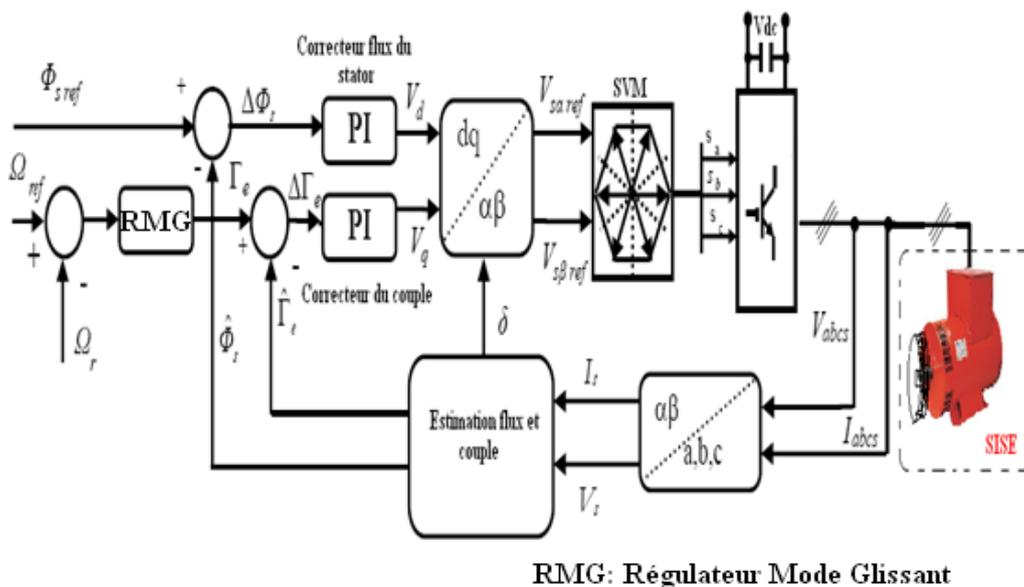


Fig. IV.10 Structure de la DTC-SVM avec le SISE

VI.5.1.5 Résultats de la commande DTC-SVM du SISE

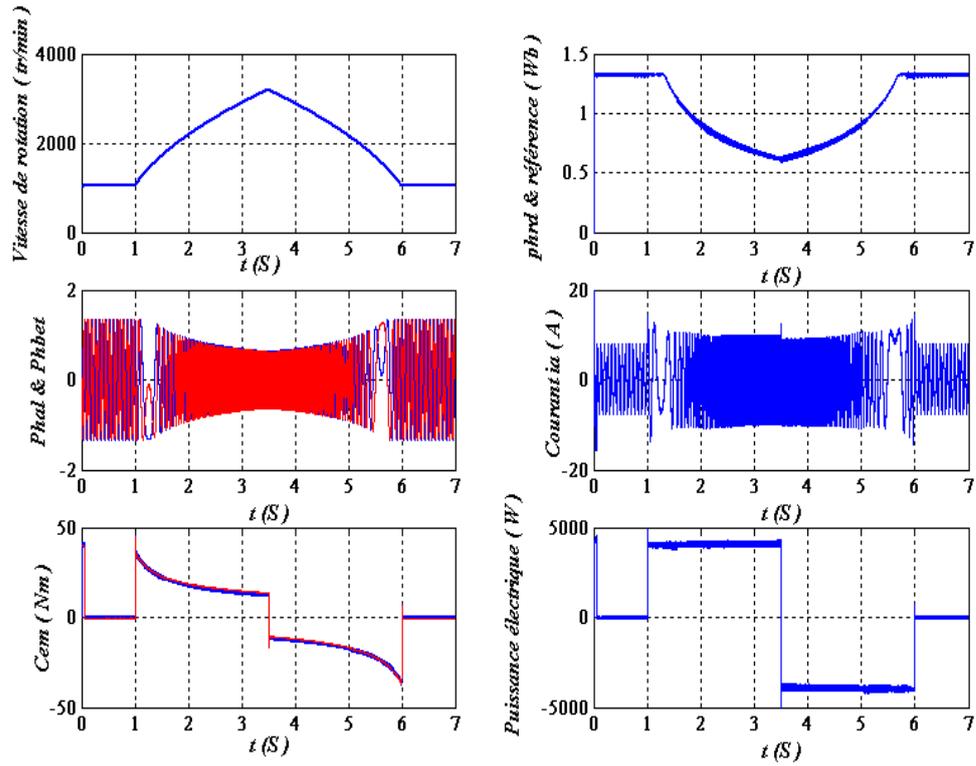


Fig. IV.11.a Résultats de simulation pour le DTC-SVM du SISE

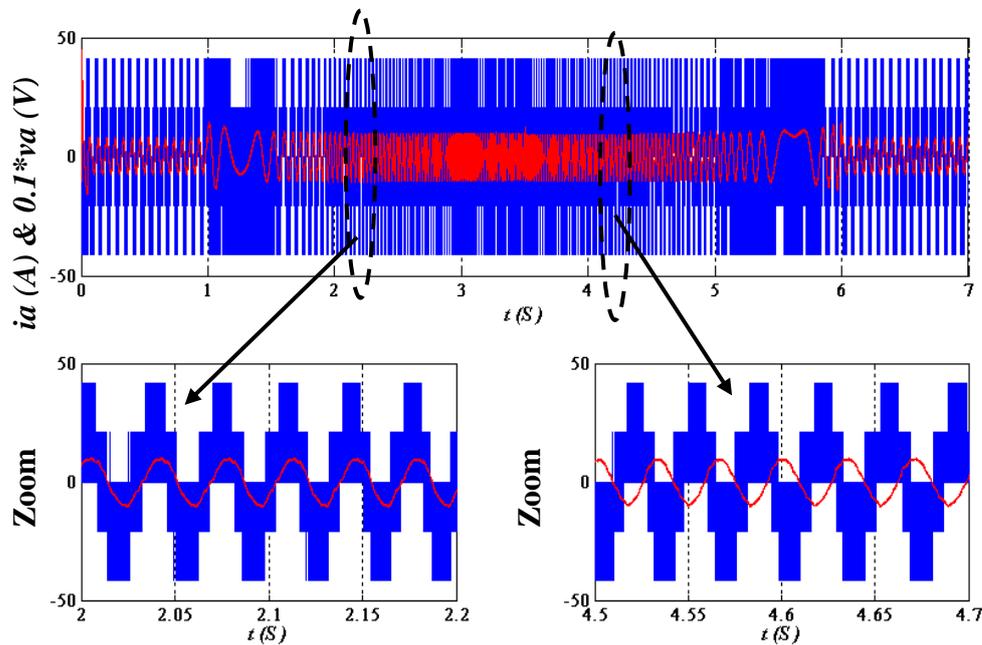


Fig. IV.11.b Résultats de la commande DTC-SVM du SISE

La figure IV.11.a et b montre le comportement d'une MAS à 2 paires de pôles (4kW à 1500 tr/min) avec le control direct du couple combiné avec la modulation vectorielle DTC-SVM. Au début, la MAS tourne à une vitesse de 1000 tr/min, le flux est maintenu à la valeur nominale 1.32 Wb. Après une seconde, un échelon de couple générer par le régulateur de la vitesse utiliser comme couple de référence pour la MAS. Au dessous de la vitesse de base, le couple est saturé à 30Nm. La MAS

IV.6.1 Résultats du contrôle du système complet

Dans cette partie, on va appliquer deux méthodes de contrôle pour le SISE à savoir : le contrôle vectoriel et la commande directe du couple. DTC. L'aérogénérateur fonctionne dans les conditions optimales (zone II) par le biais du bloc M.P.P.T. Le convertisseur coté rotor CCM est commandé par la commande DTC combinée avec la modulation vectorielle. Le convertisseur CCR est contrôlé par la commande DPC ainsi, il assure le réglage de la tension du bus continu. La figure IV.12 présente le schéma global de commande de SISE associée au système de conversion d'énergie éolienne.

1) Contrôle en vitesse pour SISE, contrôle vectoriel pour la MAS et contrôle du bus continu par le convertisseur coté réseau

Les résultats de simulation du système de génération de l'énergie éolienne basé sur la MADA, avec l'intégration du système de stockage inertiel (SISE) composé du volant inertiel et de la MAS, obtenus sous Matlab/Simulink sont présentés et commentés dans cette partie, où la puissance de réglage P_{regl} est illustrée par la figure IV.13. Dans cette partie de simulation le SISE est commandé en vitesse, la MAS par la commande vectorielle et le bus continu est contrôlé par le convertisseur coté réseau CCR. Ce test de simulation se fait avec un profil de vent présenté par la figure IV.13.a

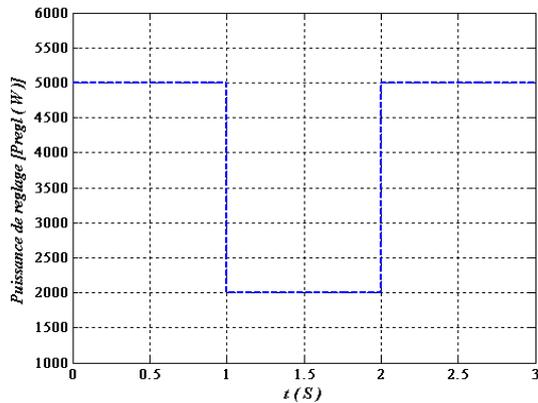


Fig. IV.13. Puissance de réglage

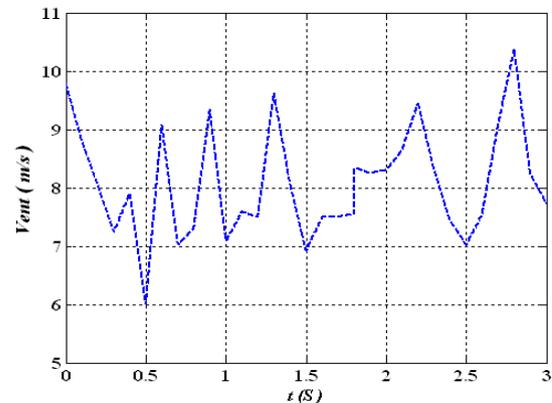


Fig. IV.13.a. Évolution du vent

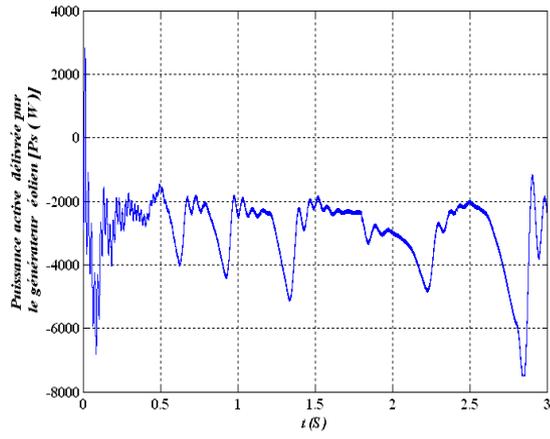


Fig. IV.14. Puissance active délivrée par le générateur

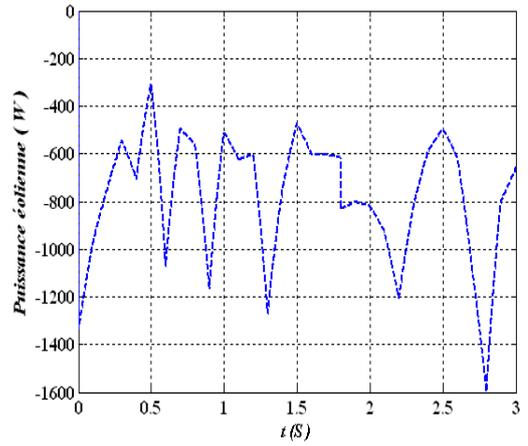


Fig. IV.14.a. Puissance éolienne

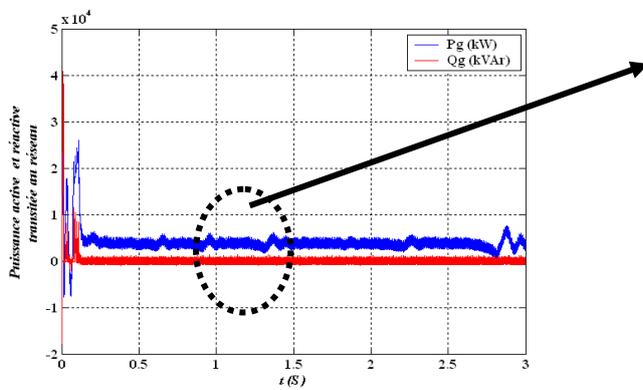


Fig. IV.15. Puissance active et réactive coté réseau électrique

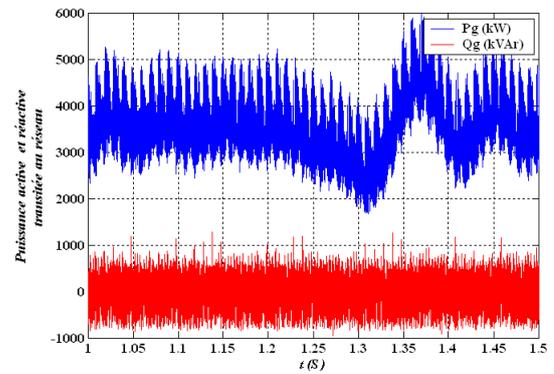


Fig. IV.15.a. Zoom sur les puissances

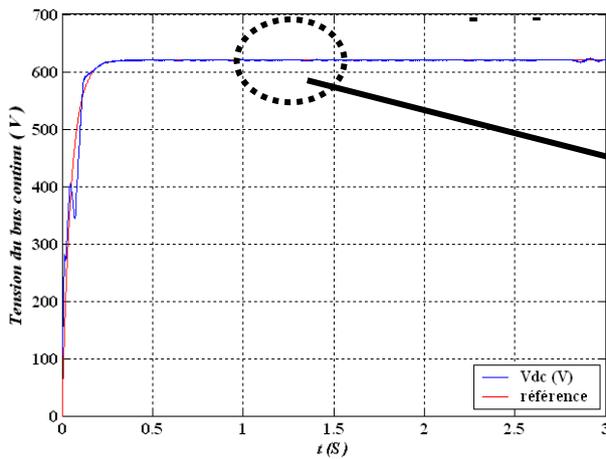


Fig. IV.16. La tension du bus continu

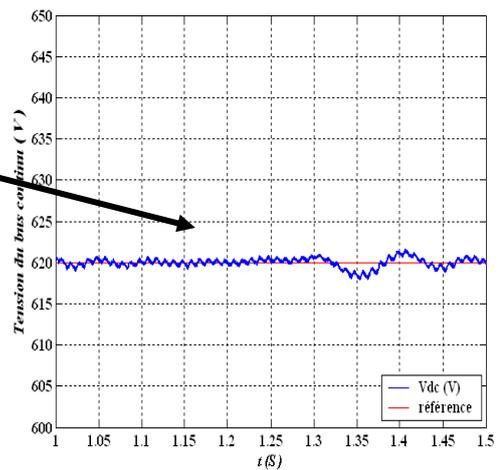


Fig. IV.16.a. Zoom sur la tension du bus continu

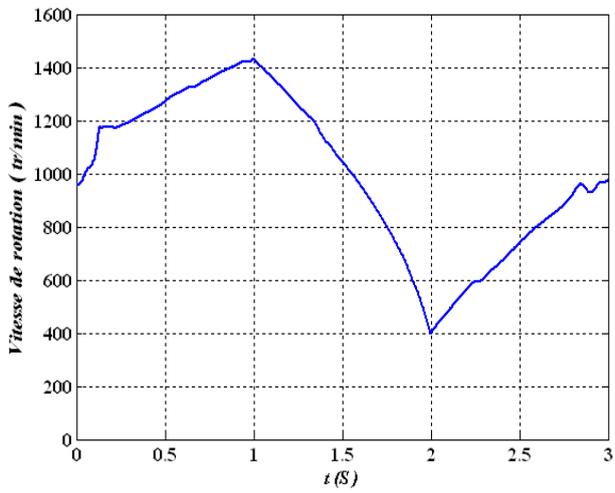


Fig. IV.17. Vitesse du volant d'inertie

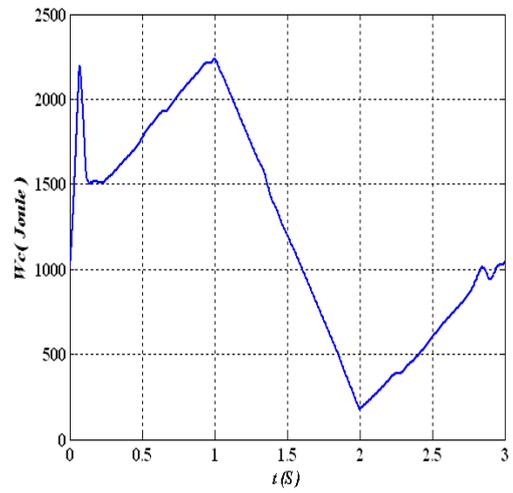


Fig. IV.17.a. Énergie dans l'unité de stockage

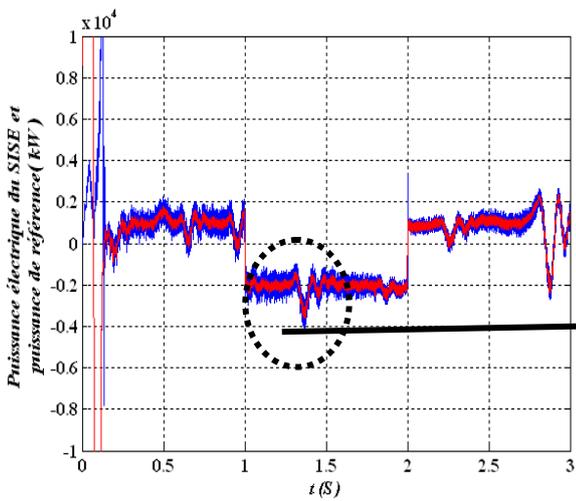


Fig. IV.18. Puissance électrique et la référence

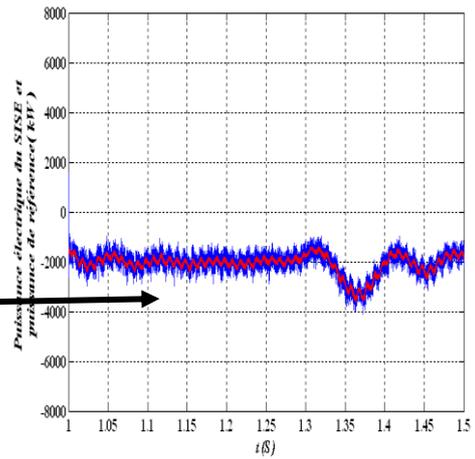


Fig. IV.18.a. Zoom sur la puissance électrique et la référence

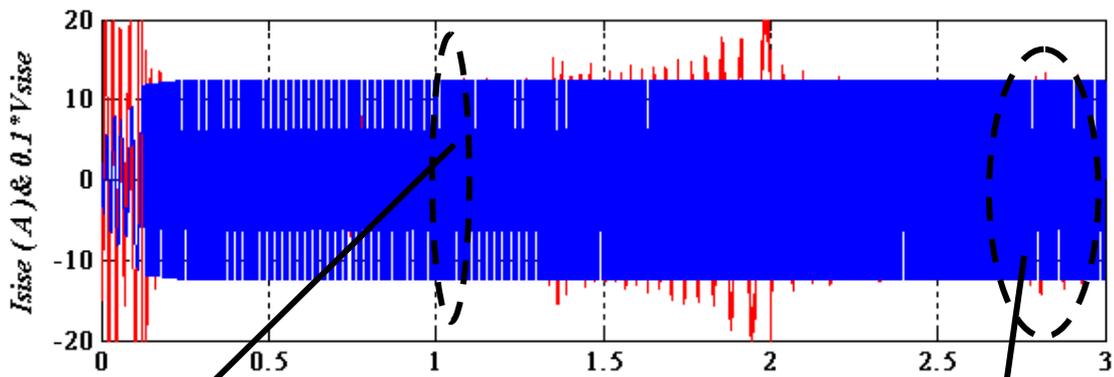


Fig. IV.19. Tension et courant statorique du SISE

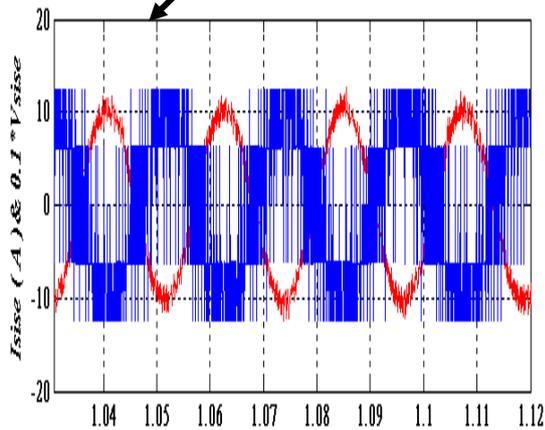


Fig. IV.19.a. Restitution (déstockage)

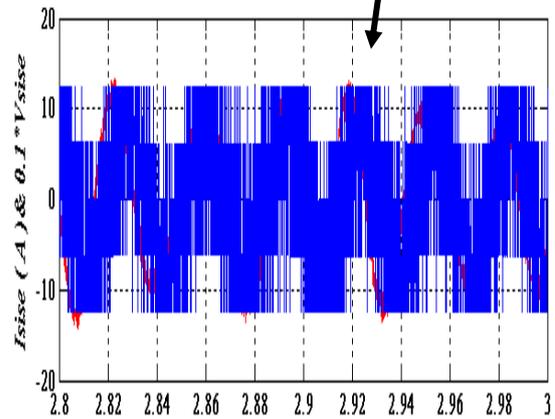


Fig. IV.19.b. Stockage

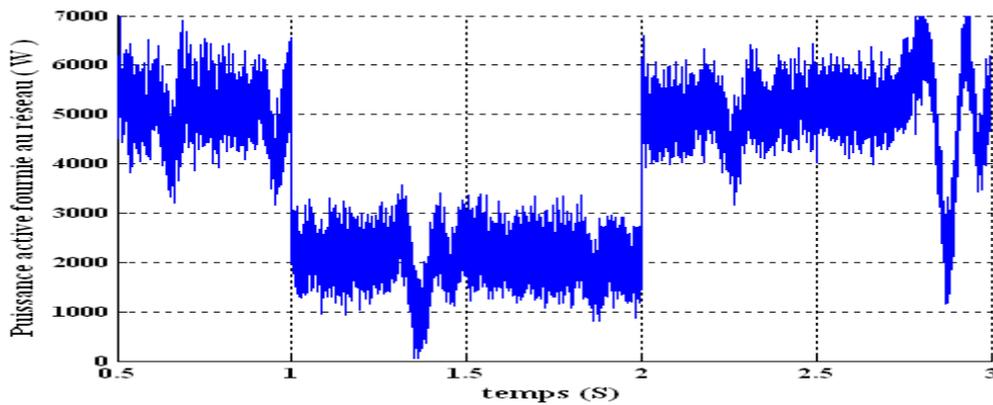


Fig. IV.20 Puissance active fournie au réseau (contrôle vectoriel)

Les figures IV.13-IV.19 montrent les résultats de simulation pour le cas où le réseau demande une puissance variable. Le SISE considéré dans les simulations comporte une MAS de 4kW à 1500tr/min et un volant d'inertie dont $J=0.2 \text{ kg.m}^2$.

La figure IV.18 représente la puissance active du SISE et sa référence. Cette dernière montre que l'écoulement de cette puissance varie en fonction de la puissance éolienne générée par

l'aérogénérateur. Dans le cas où la puissance éolienne est supérieure à la puissance qu'il faut délivrer au réseau, la différence entre ces deux dernières est stockée dans le SISE (Préf > 0), dans le cas contraire, la puissance est restituée (déstockée, Préf < 0) afin de compenser le déficit de la puissance générée par l'aérogénérateur (cas des vents faibles).

La figure IV.15 illustre l'évolution des puissances (active et réactive) ainsi que leurs références, coté réseau. On constate que les deux puissances poursuivent leurs références imposées avec une bonne dynamique assurée par la commande directe de puissance appliquée au convertisseur CCR.

La figure IV.14 présente la puissance active produite par le générateur asynchrone à double alimentation. Avec notre convention, cette puissance est négative car la puissance est transmise au réseau. La figure IV.17.a montre l'évolution de l'énergie dans l'unité de stockage. Elle est toujours positive. Effectivement elle augmente quand le vent est fort et diminue lors des périodes de faible vent. La figure IV.20 illustre la puissance active fournie au réseau par l'ensemble du système de conversion d'énergie et le SISE (éolienne+stockage). On remarque que la puissance fournie au réseau est maintenu proche de 7.5kW, grâce au SISE. Effectivement, si l'on regarde le moment où le vent est faible, on s'aperçoit que la puissance produite par le générateur éolien est inférieure à 7.5Kw. C'est donc le SISE qui compense ce manque de puissance.

La figure IV.16 montre la tension du bus continu. On voit quelques pics lors des variations de puissance, mais le correcteur de tension rattrape bien les erreurs. La figure IV.19 représente les allures de la tension et du courant d'une phase statorique de la MAS. La figure IV.19.a montre que la tension et le courant sont en opposition de phase, par suite la puissance est négative, d'où la MAS fonctionne en générateur entraîné par le volant, c'est la période de restitution (déstockage). La figure IV.19.b découvre que le courant et la tension sont presque en phase, par suite la puissance est positive, d'où la MAS fonctionne en moteur en entraînant le volant, c'est la période de stockage.

2) Contrôle en vitesse pour SISE, contrôle DTC pour la MAS et contrôle du bus continu par le convertisseur côté réseau CCR

Dans cette partie de simulation le SISE est commandé en vitesse, la MAS par la commande DTC-SVM et la bus continu est contrôlée par le convertisseur coté réseau CCR. Ce test de simulation se fait avec le même profil de vent utilise dans le test précédent figure IV.13.a. Les résultats de simulation de la commande précédente (contrôle vectoriel de la MAS) représentés respectivement de la figure IV.13 à la figure IV.19 demeurent les mêmes, sachant que le test de simulation du système de conversion éolien associé avec le SISE commandé par la DTC-SVM se fait avec les mêmes conditions.

La figure IV.21 présente l'évolution du couple électromagnétique de la MAS et de sa référence. On constate qu'il est positif durant les phases de stockage (la MAS entraine le volant c'est-à-dire fonctionnement moteur) et pendant les phases de restitution de l'énergie, il est négatif (le volant entraine la MAS c'est-à-dire fonctionnement génératrice). Le flux direct du rotor de la MAS est illustré par la figure IV.22. Nous remarquons qu'il est maintenu à sa valeur nominale de 1.3Wb parce que la vitesse du volant est toujours inférieure à sa vitesse nominal 1500tr/min. Ainsi,

Nous remarquons la bonne dynamique de poursuite obtenue des deux grandeurs (couple et flux) cela est grâce à la commande DTC-SVM appliquée au SISE.

La figure IV.23.a montre que la tension et le courant sont en opposition de phase, par suite le couple électromagnétique est négative, d'où la MAS fonctionne en générateur entrainé par le volant, c'est la période de restitution (déstockage). La figure IV.23.b découvre que le courant et la tension sont presque en phase, par suite le couple est positive, d'où la MAS fonctionne en moteur en entrainant le volant, c'est la période de stockage.

La figure IV.24 et IV.24.a représentent les allures de la tension et le courant coté réseau de la phase a et pendant 0.06s, respectivement. L'amplitude et la fréquence de la tension sont imposées par le réseau (380V, 50Hz) et l'amplitude du courant injecté au réseau par la technique de contrôle de la liaison au réseau, à base de la régulation de la tension du bus continu et du contrôle DPC du CCR, à partir des puissances de référence délivré au réseau. La figure IV.24.a montre que la tension et le courant sont en opposition de phase, ce qui veut dire que l'écoulement de puissance est du système de conversion d'énergie éolien (éolienne+SISE) vers le réseau. La figure IV.25 présente la puissance active fournie au réseau par l'ensemble du système de conversion d'énergie et le SISE (éolienne+stockage). Nous constatons la même variation avec celle obtenue dans le cas ou le SISE est contrôlé par la commande vectorielle. D'autre coté, nous soulignant la réduction des ondulations. Cette amélioration est grâce à l'application de la commande DTC combiné avec la modulation vectorielle (DTC-SVM).

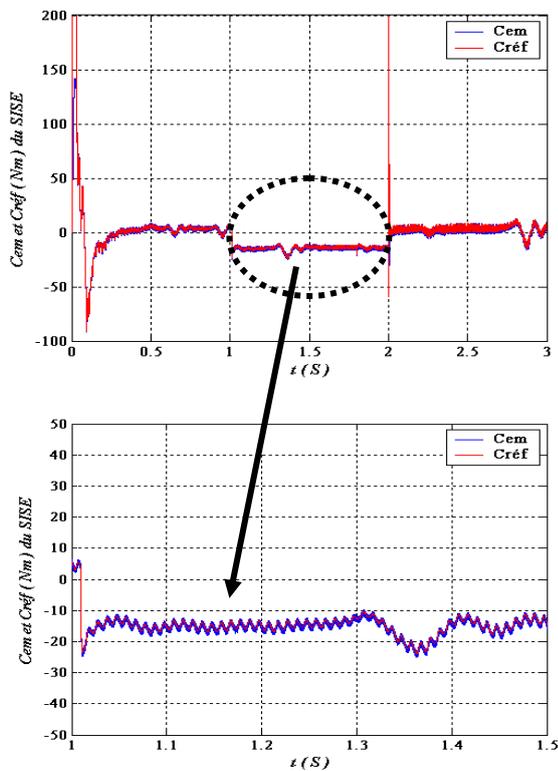


Fig. IV.21. Couple électromagnétique et référence du SISE

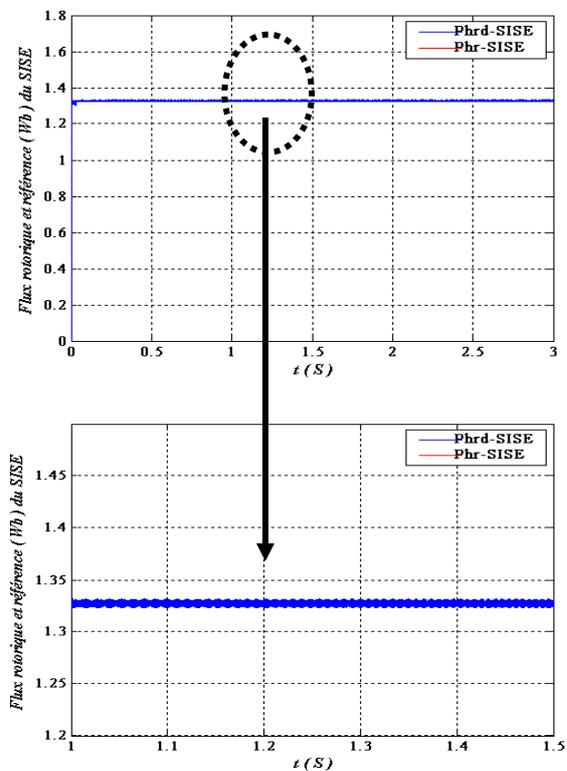


Fig. IV.22. Flux direct du rotor et référence du SISE

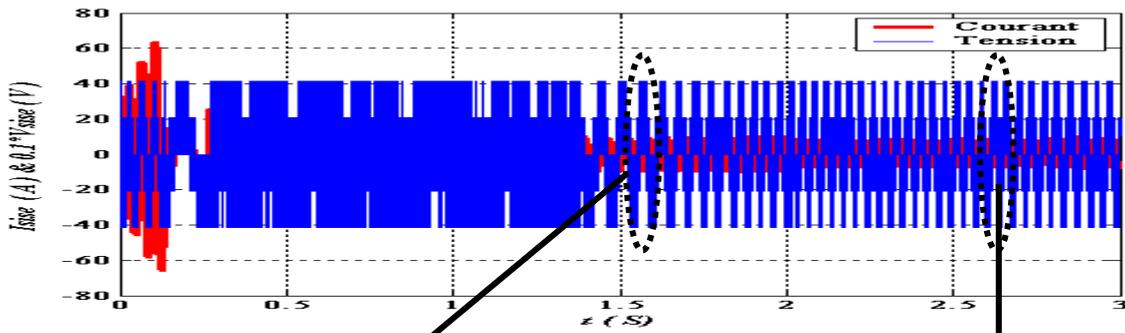


Fig. IV.23. Tension et courant statorique du SISE

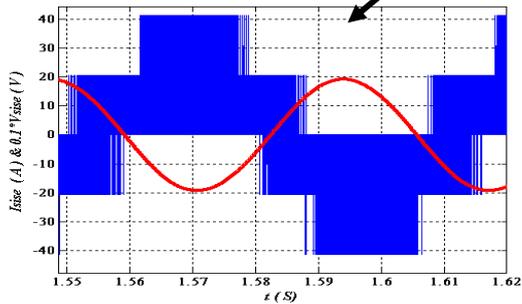


Fig. IV.23.a. Restitution (déstockage)

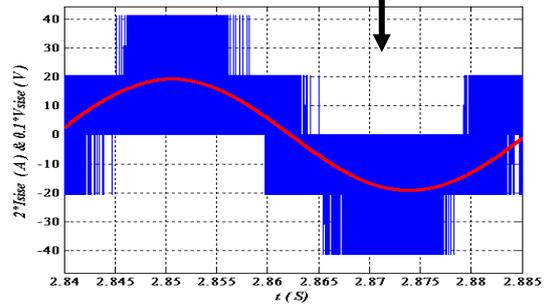


Fig. IV.23.b. Stockage

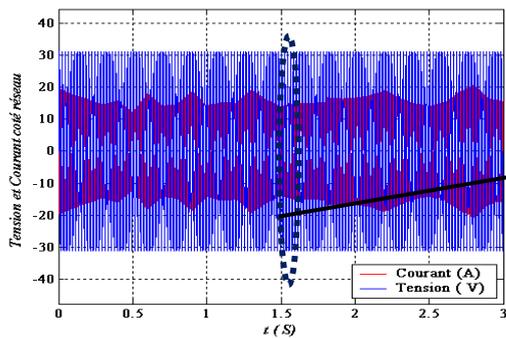


Fig. IV.24. Tension et courant coté réseau

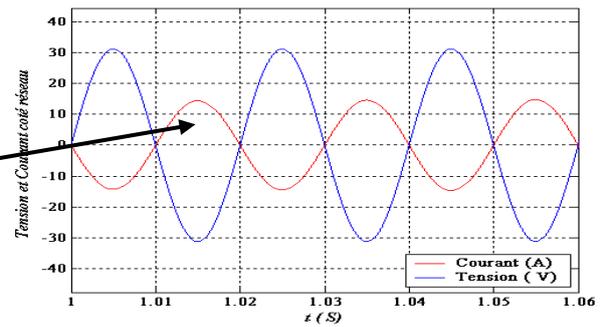


Fig. IV.24.a. Tension et courant coté réseau sur 0.06s

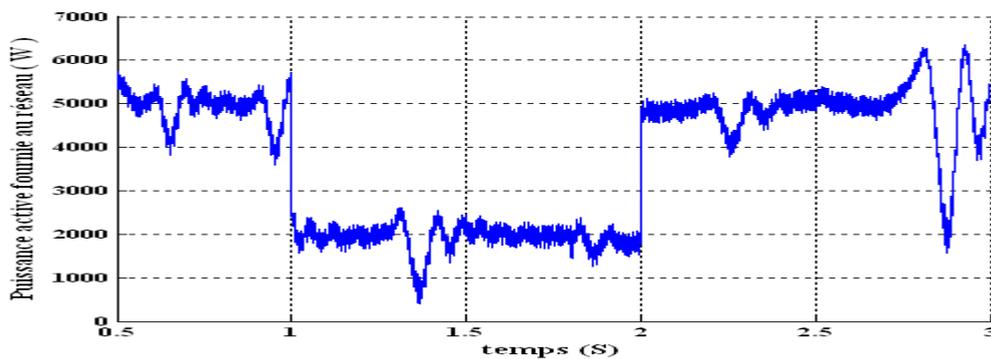


Fig. IV.25 Puissance active fournie au réseau (DTC-SVM)

IV.7.CONCLUSION

L'objectif de chapitre, était l'association d'un système inertie de stockage d'énergie (SISE) avec le système éolien afin de pouvoir assurer des transits de puissance constante et de participer aux services système à base d'énergie éolienne. On a opté pour le système inertie de stockage d'énergie (SISE), composé d'un volant d'inertie et d'une machine asynchrone à cage de puissance nominale qui vaut 4kW. Cette dernière est contrôlée à partir de la puissance de référence obtenue en fonction de la puissance générée par le générateur éolien et de la puissance à envoyer au réseau électrique (puissance de réglage), 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 SISE. Ce chapitre présente aussi les principes de contrôle de la machine asynchrone (SISE). Pour cette machine on a envisagé deux types de contrôle (le contrôle vectoriel et le contrôle direct en couple combiner avec la modulation vectorielle DTC-SVM). Les deux convertisseurs le CCM et le CCR sont commandés par la DTC classique et la commande DPC respectivement. Les modèles mathématique du système de stockage et les deux commandes ont été présentés puis illustrée à l'aide de simulation. Cette simulation que nous avons effectuée a permis de mettre en évidence l'utilité de stockage permettant de lisser la puissance produite au réseau malgré les variations de vent. Les résultats de simulation ont montré des comportements similaires pour les deux méthodes de contrôles du SISE (contrôle vectoriel ou DTC-SVM). Cependant, la commande DTC-SVM a permet la fixation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations de couple indirectement la puissance. Les énergies renouvelables ont un caractère aléatoire qui limite leurs taux de pénétration dans le réseau électrique. Pour remédier a cet inconvénient, on utilise un système de stockage. L'utilisation du SISE améliore le réglage du bus continu et permet d'absorber les fluctuations de la puissance éolienne.

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse a deux objectifs principaux : Le premier porte sur la commande en puissance d'un système éolien à base de machine asynchrone à double alimentation. Le second objectif concerner l'association d'un système de stockage inertiel d'énergie avec le système éolien afin d'offrir une possibilité pour ces derniers de participer aux services système et contribuer à l'amélioration de la qualité d'énergie.

Dans le premier chapitre (état de l'art), les concepts fondamentaux de la conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique ont été rappelés. Les différentes structures de conversion éolienne utilisant les machines électriques ont été présentées et analysées en termes d'avantages qu'elles procurent. La structure utilisant la machine asynchrone à double alimentation présente le meilleur avantage en termes de production de puissance élevée, en fonctionnement à vitesse variable, tout en réduisant le dimensionnement des convertisseurs statiques.

Dans le présent travail, la configuration, adoptée pour la production d'énergie éolienne à vitesse variable, est composée d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par deux convertisseurs statiques triphasés, appelées CCM et CCR, situés entre le rotor de la MADA et le réseau électrique munis d'une bus continu entre eux, le stator est lié directement au réseau électrique. Cette solution présente de nombreux avantages sur les plans technique et économique, surtout par rapport aux configurations à base d'une machine asynchrone à cage ou d'une machine synchrone. Parmi ces avantages qui la rendent attractive en particulier celui d'un convertisseur dimensionné au 1/3 de la puissance nominale.

Le second chapitre a pour objectif d'effectuer une modélisation complète et globale d'un système de conversion d'énergie éolienne. Les modèles analytiques des différents constituants du système éolien à base de la MADA ont été établis en adoptant le schéma bloc. Cette modélisation se démarque principalement par l'approche différente qui a été faite de la partie mécanique qui fait appel aux calculs d'aérodynamique pour déterminer les relations liant la vitesse du vent, le couple et la vitesse de la turbine. Afin de commander le système éolien, deux stratégies utilisant le contrôle découplé de la MADA ont été détaillées. La stratégie MPPT permet de fournir un maximum de puissance active produite au réseau électrique grâce au fonctionnement à vitesse variable de la MADA. Puis, dans notre travail on a réalisé le bloc MPPT par trois régulateurs (PI, mode de glissement et flou) dont l'objectif d'analyser leurs performances en terme de poursuite.

Les résultats obtenues de la stratégie MPPT ont montrés que les trois régulateurs donnent des résultats similaires. Cependant, le régulateur flou s'est montré le plus efficace avec un temps de réponse petit par rapport aux autres régulateurs. Le contrôle indépendant des puissances active et réactive a été étudié et deux commandes, directe et indirecte, ont été proposées et la commande indirecte ayant été retenue pour son contrôle des courants rotoriques et puissances active et réactive. Cette stratégie de contrôle a été validée par simulation avec un modèle de la MADA qui prend en compte la résistance statorique. Nous avons présenté deux stratégies de contrôle pour le convertisseur coté rotor CCM à savoir : le contrôle en puissance et le contrôle en couple. Nous avons validé les différentes commandes par simulation pour deux points de fonctionnement, l'un en mode Hyposynchrone et l'autre Hypersynchrone.

Dans le troisième chapitre on a proposé deux techniques de commandes DTC (Direct torque control) et DPC (Direct power control), appliquées respectivement au convertisseur coté rotor de la MADA (CCM) et au convertisseur côté réseau (CCR). A la lumière de l'étude bibliographique approfondie faite sur les différentes structures de convertisseurs AC/DC à absorption sinusoïdale, nous avons apprécié l'importance des recherches effectuées sur redresseurs à MLI surtout pour la structure en tension. L'attention particulière portée, par ces chercheurs est due à la capacité de fonctionnement en deux modes et le contrôle du flux de puissance. Le redresseur triphasé à MLI, de part sa topologie, est semblable à une machine électrique virtuelle par rapport au réseau électrique. Cette propriété lui permet d'être commandé par des techniques similaires à celle des machines électriques. Pour ces raisons, nous avons appliqué une stratégie de commande sur le convertisseur CCR basé sur le contrôle direct de puissances instantanées active et réactive (DPC) est également développée par analogie avec le contrôle direct de couple (DTC) des moteurs à induction.

Dans la première partie de ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande DTC appliquée au convertisseur CCM. Ce type de commande considère le convertisseur associé à la génératrice 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 de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations de couple et de flux. Les résultats de simulation de la DTC classique ont confirmé ces inconvénients (oscillations de couple et flux). Afin de s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et d'améliorer les défauts de la commande DTC classique, nous avons opté pour une technique qui réduit les oscillations de couple et de flux en imposant une fréquence de modulation constante. Cette technique que nous avons appelé DTC à fréquence de modulation constante DTC-SVM. Les tests de simulation ont affirmés notablement les améliorations apportées par la DTC-SVM par rapport à la DTC classique.

Dans la deuxième partie du chapitre 3, la commande DPC avec l'auto-équilibrage du bus continu a été développée pour le contrôle direct des puissances actives et réactives transitées au réseau électrique. La tension de bus continu est contrôlée afin de fournir la référence de la puissance active, d'autre part la référence de la puissance réactive est maintenue nulle pour assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Nous avons terminé ce chapitre par la présentation des résultats des deux techniques de commande associées (DTC et DPC).

Dans le chapitre quatre, l'objectif est de faire une étude sur les systèmes inertiels de stockage d'énergie (SISE). En premier lieu, on a présenté la principale équation régissant le fonctionnement d'un SISE, ensuite on a déterminé la zone de fonctionnement utile des SISEs. Dans cette étape notre étude porte aussi sur le choix de la machine électrique intégrée dans le SISE. L'étude a été faite du point de vue de l'association du SISE avec un le système de conversion d'énergie éolienne étudié dans le troisième chapitre.

Suite à cette étude, on a conclu qu'actuellement, la machine asynchrone à cage MAS constitue la meilleure solution pour le choix de la machine électrique du SISE en raison de ces possibilités de fonctionnement à puissance constante sur une large plage de vitesse. Ensuite, une modélisation mathématique du SISE a été présentée dans les deux plans dq et $\alpha\beta$. En continuant avec le modèle du convertisseur électronique de puissance et en finira par le modèle du bus continu. On présente aussi les principes de contrôle de la MAS, on envisage deux types de contrôles (la commande vectorielle et le contrôle direct de couple combiné avec la modulation vectorielle DTC-SVM).

Les deux méthodes de contrôle de la SISE avec réglage de la vitesse ont été testées par simulation, et d'après les résultats obtenues on voit que le SISE se comporte d'une manière satisfaisante et il répond bien à la demande du gestionnaire du réseau quelle que soit cette demande fixe ou variable. La dernière partie de ce chapitre est consacrée pour l'intégration de la SISE dans le système de génération éolienne.

La configuration du système de génération utilisé dans cette étape est celle utilisée dans le troisième chapitre c'est-à-dire le convertisseur côté rotor (CCM) est commandé par la DTC-SVM, le convertisseur côté réseau (CCR) est contrôlé par la DPC et 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 du SISE au borne du bus continu afin de gérer sa puissance et son énergie pour maintenir constante la puissance fournie au réseau en restituant ou stockant selon la variation du vent. Le bus continu est contrôlé par le convertisseur CCR.

Les résultats obtenus du système global (système de conversion éolien +SISE) ont montré qu'il est judicieux d'utiliser cette solution afin d'obtenir un système de production plus pratique pour le gestionnaire de réseau électrique. Ainsi, ont montré que les deux méthodes de contrôle du SISE donnent des résultats similaires. Cependant, le contrôle direct de couple combiné avec la modulation vectorielle permet de réduire les oscillations du couple et par le même les ondulations la puissance en imposant une fréquence de commutation constante.

L'ensemble de ces travaux nécessitent une validation sur une plate forme expérimentale afin de confirmer les résultats de simulation des différentes méthodes de commande appliquées au système de conversion d'énergie éolienne avec ou sans unité de stockage.

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

- Etablissement d'un modèle de la MADA prenant en compte la saturation magnétique.
- Etude des perturbations inhérentes au couplage du système éolien avec le réseau électrique
- Afin d'améliorer le lissage et fournir une puissance de référence, on peut envisager également l'ajout d'un stockage à long terme.

Bibliographie

- [**ABA11**]. G. Abad, J. López, M. Rodriguez, L. Marroyo, G. Iwanski, and others, “Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation Applications”, vol. 86: Wiley-IEEE Press, 2011.
- [**ABD10**]. L. Abdelhamid, H. Amimeur, L. Bahmed, *Analysis and simulation of the various generators used in wind systems*, Journal of Electric Engineering JEE, Article 10.1.4, Edition 1, Vol. 10, 2010.
- [**AKA04**]. H. Akagi: "Active filters and energy storage systems for power conditioning in Japan", Proceeding of first international conference on power electronics systems and applications, pp. 79-88, Nov. 2004.
- [**AKK10**]. N. Akkari, Contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation, thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [**ALM00**]. C.D Almeida Martin, Contrôle Direct du Couple d'un Machine Asynchrone Alimentée par un Convertisseur Multi-niveaux à Fréquence Imposée, thèse de doctorat de l'INP de Toulouse, 2000.
- [**AMI11**]. H. Amimeur, R. Abdessemed, D. Aouzellag, K. Ghedamsi, F. Hamoudi, S. Chekkal, “A sliding mode control for dual-stator induction motor drives fed by matrix converters”, Journal of Electrical Engineering JEE, Vol. 11, No. 2, Art. 21, 2011.
- [**ANT08**]. P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski: "Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, pp. 4381-4390, Dec. 2008.
- [**ARN10**]. Arnaud. G, “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 Nancy, 2010.
- [**AUB12**]. R. Aubrée, F. Auger, and P. Dai, “A new low-cost sensorless MPPT algorithm for small wind turbines,” in Proc. IEEE Int.Conf. on Renewable Energies and Vehicular Technology (REVET), Hammamet, Tunisia, pp. 305–311, 2012.
- [**BAR07**]. J. A. Baroudi, V. Dinavahi, A. M. Knight, “A review of power converter topologies for wind generators”, *Renewable Energy*, Vol. 32, No. 14, pp. 2369- 2385, November 2007.
- [**BEL08**]. Beltran B. *et al.* Sliding mode power control of variable speed wind energy conversion systems. *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 23, n°2, pp. 551-558, June 2008.
- [**BEL11**]. 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* de l'université de Bretagne Occidentale, juin 2011.
- [**BER07**]. T. K. A. Brekken, N. Mohan, “Control of a doubly fed induction wind generator under unbalanced grid voltage conditions”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 22, No. 1, pp. 129-135, March 2007.
- [**BHA10**]. C. Bharatiraja, S. Jeevananthan, R. Latha, “A Novel Space Vector Pulse Width Modulation Based High Performance Variable Structure Direct Torque Control Evaluation of Induction Machine Drives”, International Journal of Computer Applications, vol. 3, no. 1, pp. 33-38, June 2010.
- [**BOU08**]. Abdelouahab Bouafia, Jean-Paul Gaubert, Fateh Krim: "Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier", 13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-EPENC 2008), Poznan, Poland, Sep. 2008.
- [**BOU10**]. Abdelouahab Bouafia, Jean-Paul Gaubert, Fateh Krim: "Predictive direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (SVM)", IEEE Trans. on Power Electronics,

vol. 25, no. 1, pp. 228-236, Jan. 2010.

[BOUD09]. D. Boudana, Sur la commande DTC basée sur les techniques de contrôle robuste de la machine synchrone à double étoile alimentée par convertisseurs multi-niveaux, thèse de doctorat de l'ENP, 2009.

[BOUH07]. O. Bouhali, "contribution des convertisseurs multi niveaux au raccordement de la production d'Origine éolienne sur un réseau électrique", Thèse de Doctorat ENP, Alger, 2007.

[BOUS05]. A. Bouscayrol, P. Delarue and X. Guillaud, 'Power Strategies for Maximum Control Structure of a Wind Energy Conversion System with a Synchronous Machine', *Renewable Energy*, Vol. 30, N°15, pp. 2273 - 2288, 2005.

[BOY06]. Armand Boyette, "Contrôle-Commande d'un Générateur Asynchrone à Double Alimentation avec Système de Stockage pour la Production Eolienne", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, France, 2006.

[CAM03]. H. Camblong, 'Minimisation de l'Impact des Perturbations d'Origine Eolienne dans la Génération d'Electricité par des Aérogénérateurs à Vitesse Variable', Thèse de Doctorat, ENSAM Bordeaux, 2003.

[CAR04]. Cardenas R. et al. Sensorless vector control of induction machines for variable-speed wind energy applications. *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 19, n°1, pp. 196-205, March 2004.

[CAS02]. D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, A. Tani, "FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, n° 5, September 2002, pp. 779-787.

[CEC05]. C. Cecati, A. Dell'aquila, A. Lecci, M. Liserre: "Implementation issues of a fuzzy-logicbased three-phase active rectifier employing only voltage sensors", *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, vol. 52, no. 2, pp. 378-385, Apr. 2005.

[CHA10]. A. Chaoui, J.-P. Gaubert, F. Krim: "Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter", *Electric Power Systems Research*, Éd. Elsevier, vol. 80, no. 6, pp. 657-666, Jun. 2010.

[CHE12]. J. Chen, J. Chen, C. Gong, and X. Deng, "Energy management and power control for a stand-alone wind energy conversion system," in Proc. IEEE IECON, 2012, pp. 989-994.

[CHI06]. V. Chitra, and R. S. Prabhakar, "Induction Motor Speed Control using Fuzzy Logic Controller", Proceedings of world academy of science, Engineering and technology, Volume 17 December 2006.

[CIM05]. G.O.Cimuca, "système inertiel de stockage d'énergie associe a des générateurs éoliens", *Thèse de doctorat de école nationale supérieure d'arts et métiers centre de Lille*, 2005.

[CIM06]. G. 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.

[CRI04]. L.Cristian, and M.anderzej, "combining the principles of sliding mode, direct torque control, and space-vector modulation in a high-performance sensorless ac drive" *transactions on industry application* vol 40 pp. 170-177 IEEE jan/fev 2004.

[DAN09]. J. Dannehl, C. Wessels, F. W. Fuchs: "Limitations of voltage-oriented PI current control of grid-connected PWM rectifiers with LCL filters", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 380-388, Feb. 2009.

[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, 2007.

[DRI05]. Drid. S, Nait-Said. M.S, Tadjine. M, "Double Flux Oriented Control for the Doubly Fed Induction Motor Electric Power Components and Systems", Taylor & Francis Inc., 33:1081-1095, 2005.

[DRU10]. M. Drugă, C. Nichita, and G. Barakat, "Performances study of direct coupled PM generator based small wind converters," in Proc. IEEE ICEM, 2010.

[EFT06]. K. Eftichios, K. Kostas, "Design of a maximum power tracking system for wind energy-conversion applications", *IEEE Transaction on industrial electronics*, vol. 53, no, pp. 486-494, April 2006.

[ELA04]. S. El Aimani, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", Thèse de doctorat de l'école centrale de Lille, 06-12-2004.

[ESC03]. G. Escobar, A. M. Stankovic, J. M. Carrasco, and E. Galvan, and R. Ortega: "Analysis and design of direct power control (DPC) for a three phase asynchronous rectifier via output regulation subspaces", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 823-830, May. 2003.

- [ESC03]. G. Escobar, A. M. Stankovic, J. M. Carrasco, and E. Galvan, and R. Ortega: "Analysis and design of direct power control (DPC) for a three phase asynchronous rectifier via output regulation subspaces", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 823-830, May. 2003.
- [FNA06]. M. A. Fnaiech, F. Betin, F. Fnaiech, G. A. Capolino, "Sliding mode control for dual three-phase induction motor drives", *IEEE ISIE*, Montréal, Québec, Canada, pp. 2281–2285, 2006.
- [GAI09]. A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, "Reactive Power Compensation and Active Filtering Capability of WECS with DFIG Without Any Over-rating", *Accepté le 20 Octobre 2009 pour publication dans Wind Energy (John Wiley & Sons)*. DOI: 10.1002/we.381
- [GAL02]. C. Glaize, C. Alonso, «transfert d'énergie maximal en conversion photovoltaïque par un choix judicieux des commandes et des architectures », *L'électronique de puissance vecteur d'optimisation pour les énergies renouvelables*, Ed. NOVELECT - ECRIN, mai 2002, pp.65-87.
- [GAL11]. M. Galvez-Carrillo and M. Kinnaert, "Sensor fault detection and isolation in doubly-fed induction generators accounting for parameter variations," *Renewable Energy*, vol. 36, pp. 1447-1457, 2011.
- [GER01]. O. Gergaud, B. Multon, H. Ben ahmed, "Modélisation d'une chaîne de conversion éolienne de petite puissance", *Electrotechnique du Futur* 2001 nov. 2001, Nancy France, pp.17-22.
- [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, Sept 2011.
- [GHED08]. Ghedamsi K., Aouzellag D., Berkouk E.M., "Control of wind generator associated to a flywheel energy storage system", *Renewable energy*, Elsevier, vol. 33, no.9, pp. 2145–2156, 2008.
- [GHO01]. GHOSN R. 'Contrôle Vectoriel de la Machine Asynchrone à Rotor Bobiné à Double Alimentation' thèse de Doctorat – ENSEEIHT- Institut National Polytechnique de Toulouse- Octobre 2001
- [HAM13]. F. Hamidia, "contribution à la modélisation et à la commande neuro-floue de machines électriques ", *Thèse de Doctorat ENP*, Alger, 2013.
- [HAQ10]. M. E. Haque, M. Negnevitsky, and K. M. Muttaqi, "A novel control strategy for a variable-speed wind turbine with a permanent-magnet synchronous generator," *IEEE Trans. on Indust. Elec.*, vol. 46, no. 1, pp. 331–339, 2010.
- [HU08]. J. Hui, "An adaptive control algorithm for maximum power point tracking for wind energy conversion systems," *Master's thesis*, Queen's University, Kingston, Ontario, Canada, 2008.
- [KAZ10]. M. V. Kazemi, A. S. Yazdankhah, and H. M. Kojabadi, "Direct power control of DFIG based on discrete space vector modulation," *Renewable Energy*, vol. 35, pp. 1033- 1042, 2010.
- [KHE10]. A. Khedher, M. F. Mimouni, "Sensorless Adaptive DTC of Double Star Induction Motor", *Energy Conversion and Management*, Elsevier, vol. 51, no. 1, pp. 1-15, 2010.
- [KLE09]. M. Kleimaier et al., "Grid integration of wind generation," in *Proceedings of the 2009 CIGRE/IEEE PES Joint Symposium*, Calgary (Canada), July 2009.
- [LAR07]. S. A. Larrinaga, M. A. R. Vidal, E. Oyarbide, J. R. T. Apraiz: "Predictive control strategy of DC/AC converters based on direct power control", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 3, pp. 1261-1271, Jun. 2007
- [LEC04]. L. Leclercq, « Apport de stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue d'assurer des services systèmes », *Thèse de doctorat soutenue au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille*, 14 décembre 2004.
- [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.
- [MALI04]. 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, Apr. 2004.
- [MALI08]. M. Malinowski, S. Bernet: "A simple voltage sensor less active damping scheme for three-phase PWM converters with LCL filter", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1976-1880, Apr. 2008.
- [MALI08]. M. Malinowski, S. Bernet: "A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase PWM converters with LCL filter", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1976-1880, Apr. 2008.
- [MAS07]. A. I. Maswood, F. Liu: "A power-factor converter using the synchronous-reference-frame-based hysteresis current control", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 43, no. 2, pp. 593-599,

Mar./Apr. 2007.

- [MED12]. A.Medjber, **A.Moualdia**, A.Mellit, "Commande Vectorielle Indirecte d'un Générateur Asynchrone Double Alimenté Appliqué dans un Système de Conversion Eolien ," ACTA Electrotechnica Journal, vol. 53, No.4, pp 316-322, August18, 2012.
- [MED13]. A.Medjber, **A.Moualdia**, A.Mellit, M.A.Guessoum " Comparative Study between Direct and Indirect Vector Control Applied to a wind Turbine equipped with a Double-fed Asynchronous Machine," International Journal of Renewable Energy Research IJREER, vol.3, No.1, pp 89-93, 2013.
- [MER11]. E. Merabet, H. Amimeur, F. Hamoudi, R. Abdessemed, "Self-tuning fuzzy logic controller for a dual star induction machine", Journal of Electrical Engineering and Technology JEET, Vol. 6, No. 1, pp. 133–138, 2011.
- [MIR05]. A. Mirecki, "Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [MOU10]. **A.Moualdia**, MO.Mahmoudi, L.Nezli "DPC and DTC Control of a Wind Speed Based on the Doubly Fed Asynchronous Machine," Journal of Electrical Engineering JEE, vol. 12, Edition.2, pp 39-46, 2010.
- [MOU10a]. **A.Moualdia**, MO.Mahmoudi, L.Nezli, "Direct Power Control of Variable Wind Speed Based on the Doubly Fed Asynchronous Machine", First International symposium on Environment-Friendly Energy and Applications (EFEA2010), Ghardaïa, Algiers, Algeria, Nov-02- 04, 2010.
- [MOU12]. **A.Moualdia**, MO.Mahmoudi, L.Nezli, "Direct Power Control of Variable Wind Speed Based on the Doubly Fed Asynchronous Machine," Journal of Energy and Power Engineering JEPE, vol. 6, pp 1005-1011, 2012.
- [MOU12a]. **A.Moualdia**, MO.Mahmoudi, L.Nezli, W.Bouchhida, "Modeling and Control of Wind Power Conversion System Based on the Doubly Fed Asynchronous Generator," International Journal of Renewable Energy Research IJREER, vol. 2, No.2, pp 301-306, 2012.
- [MOU12b]. **A.Moualdia**, MO.Mahmoudi, L.Nezli, W.Bouchhida, "Control of Wind Turbine Works in tow Operating Modes (Hyper synchronous and Hypo synchronous)", Second International Conference on Power and Electrical Drives (ECPEED'12), USTO, Oran, Algeria, pp.66 -72, Dec-11-12, 2012.
- [MOU12c]. **A.Moualdia**, MO.Mahmoudi, L.Nezli, "A Sliding Mode Control of Variable Speed Wind Turbine Based on the DFIG", 4th International Conference on Electrical Engineering, (ICEE'12), USTHB, Algiers, Algeria, pp.236 – 242, May-07- 09, 2012.
- [MOU12d]. **A.Moualdia**, MO.Mahmoudi, L.Nezli, "Commande DTC et DPC d'un Eolienne à Vitesse Variable Basée sur la MADA", International Conférence on Energie Renewable, (ICRE'12), Université A.Mira, Bejaia, Algeria, Avril-15- 16, 2012.
- [MOU12f]. **A.Moualdia**, L.Nezli, MO.Mahmoudi, K.Benmanssour, "Modeling and Control of Wind Power Conversion System Based on the Doubly Fed Asynchronous Generator", 2nd International symposium on Environment-Friendly Energy and Applications (EFEA2012), Northumbria University, New Castle Upon Tune, UK, June 25-27, pp. 658 -663, 2012.
- [MOU13]. **A.Moualdia**, MO.Mahmoudi, L.Nezli, "Direct Torque Control of the DFIG and Direct Power Control for Grid Side Converter in a Wind Power Generation System," The Mediterranean Journal of Measurement and Control MEDJMC, vol. 9, No.3, pp 101-108, 2013.
- [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.
- [MULT04]. 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.
- [NAC10]. S. Belkacem, F. Naceri, R. Abdessemed, "Robust Nonlinear Control for Direct Torque Control of Induction Motor Drive Using Space Vector Modulation", Journal of Electrical Engineering, vol. 10, no. 3, pp. 79-87, Sep 2010.
- [NAC11]. S. Belkacem, F. Naceri and R. Abdessemed, "Improvement in DTC-SVM of AC Drives Using a New Robust Adaptive Control Algorithm" Accepted for Publication at the International Journal of Control Automation and System, IJCAS, vol. 9, no. 2, 2011.
- [NIA11]. H. Nian, Y. P. Song, P. Zhou, and Y. K. He, "Improved Direct Power Control of a Wind Turbine Driven Doubly Fed Induction Generator During Transient Grid Voltage Unbalance," *IEEE Transactions On Energy Conversion*, vol. 26, pp. 976-986, 2011.
- [NOG98]. T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi: "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 473-479, May./Jun. 1998.

- [OLI07]. Olivier. G, “Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolien et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur ”, Thèse de Doctorat École Normale Supérieure de Cachan, 2007.
- [PAT03]. A. Paterson, “Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines” Department of Electric Power Engineering, Chalmers university of technology Goteborg, Sweden 2003
- [PEN10]. L. Peng, “ Reconfiguration du dispositif de commande d’une éolienne en cas de creux de tension”, *Thèse de doctorat de l’Ecole Centrale de Lille*, juin 2010.
- [POI03]. F. Poitiers, “Etude et commande de génératrices asynchrones pour l’utilisation de l’énergie éolienne”, Thèse de doctorat en génie électrique, Ecole polytechnique de Nantes, 2003.
- [RAB03]. E.H Rabaa, Génération automatique et optimisation de systèmes à inférence floue, thèse doctorat de l’université Paris IIX Val de Marne, 2003.
- [RAM00]. Ramuz. D, “Machine généralisée alimentée par deux convertisseurs”, Thèse, Institut de Génie Énergétique de Belfort, UFR des Sciences, Techniques et Gestion de l'Industrie de l’université de Franche Comté 90000 Belfort (France), mai 2000.
- [ROD04]. J.Rodreguez , J.pontt, C.Silva, SKouro and H.Miranda, "A Novel direct torque control Scheme for induction machines with space vector modulation ", 35 th annual IEEE power electronics specialists conference Aachen , Germany, pp 1392-1397,2004.
- [SAA08]. Y. A. I. Mohamed, E. F. El-Saadany: "Adaptive discrete-time grid-voltage sensorless interfacing scheme for grid-connected DG-inverters based on neural-network identification and deadbeat current regulation", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 308-321, Jan. 2008.
- [SAL07]. G. Salloum, "Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double Alimentation", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [SWI04]. D. Swierczynski and M. P. Kazmierkowski, " direct torque control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM) – simulation and experimental results" in *Conf.Proc. IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON'02)*, vol. 1, Nov. 5–8, 2002, pp. 751–755.
- [SWI05]. D. Swierczynski, Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter- Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, Ph.D. Thesis, Warsaw, Poland, 2005.
- [TAF06]. T. Tafticht, K. Agbossu, and A. Chériti, “DC bus control of variable speed wind turbine using a buck-boost converter,” in Proc. IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2006.
- [TAP03]. A. Tapia et al., “Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed Induction generator,” *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 18, n°2, pp. 194-204, June 2003.
- [THO12]. J. Thongam, M. Tarbouchi, R. Beguenane, A. Okou, A. Merabet, and P. Bouchard, “An optimum speed MPPT controller for variable speed PMSG wind energy conversion systems,” in Proc. IEEE IECON, pp. 4274–4277, 2012.
- [VAZ08]. S. Vazquez, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, J. I. Leon, E. Galvan: "A model-based direct power control for three-phase power converters", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1647-11657, Apr. 2008.
- [VID04]. Vidal. P. E, “Commande non Linéaire d’une Machine Asynchrone à Double Alimentation”, Thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.
- [WAN03]. B. Wang, J. J. Cathey: "DSP controlled, space-vector-PWM, current source converter for STATCOM application", *Electric Power System Research*, Éd. Elsevier, vol. 67, no. 2, pp. 123-131, Nov. 2003.
- [XU06]. L. Xu et al., “Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation,” *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 21, n°3, pp. 750-758, September 2006.
- [ZEL05]. M. Zelechowski, Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive, Ph.D Thesis, Warsaw University of Technology, 2005.
- [ZHA10]. Z. Zhang, R. Tang, B. Bai, and D. Xie, “Novel Direct Torque Control Based on Space Vector Modulation With Adaptive Stator Flux Observer for Induction Motors”, *IEEE transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 8, pp. 3133–3136, 2010.

Annexe A

A.1. La logique Floue [HAM13]

A.1.1. Principe et définition

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par Zadeh en 1965 [MUN08], est une technique pour le traitement de connaissances imprécises et incertaines. Elle permet de prendre en considération des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel, telle que grand, petit, lent, rapide, ...etc.

On présente un exemple simple pour comprendre l'intérêt de la logique floue sur la logique classique. Exemple : dans la logique classique, une vitesse peut être qualifiée par le terme « faible » ou « élevée ».

Dans la logique floue, des échelons d'appréciations intermédiaires de la variable vitesse sont possibles, la « vitesse » devient une variable linguistique dont les valeurs sont par exemple : « très faible », « faible », « moyenne », « élevée », « très élevée ». Une vitesse de 1000tr/min par exemple dans la logique classique correspond au seul ensemble moyen, alors que dans le modèle flou, elle appartient à la fois aux ensembles « faible » et « moyenne ».

A.1.1.1. Théorie des sous-ensembles flous et logique floue

Selon George Cantor (1845-1918), un ensemble est défini par ses éléments. En 1965, Lotfi A. Zadeh élabora une nouvelle théorie [BOU10].

Il constata que dans le monde qui nous entoure, un ensemble n'a pas de limite nette à partir desquelles on peut dire d'un élément appartient ou non à cette ensemble. Ce fut pour cette raison qu'une nouvelle théorie à vue le jour et porte le nom « théorie des sous-ensembles flous ».

A.1.1.1.1. Théorie des sous-ensembles flous

Définition

Sur un univers de discours U , un sous-ensemble flou A est défini par la donnée d'une fonction $\mu_A(x)$

$$\begin{aligned} \mu_A : U &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

On définit le sous-ensemble flou A comme suivant : $A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\}$, où : $\mu_A(x)$ est une fonction caractéristique d'appartenance qui prend ces valeurs dans l'intervalle $[0,1]$. Elle indique le degré d'appartenance de l'élément x à A , ainsi x au U pourrait :

- Ne pas appartenir à A $\mu_A(x) = 0$

- Appartenir un peu à A $\mu_A(x)$ est voisin de 0
- Appartenir assez à A $\mu_A(x)$ entre 0 et 1
- Appartenir fortement à A $\mu_A(x)$ est voisin de 1
- Appartenir à A $\mu_A(x) = 1$

$$A = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_A(x_i)}{x} \quad (\text{A.2})$$

$$A = \int_x \frac{\mu_A(x_i)}{x}$$

Si U est discret, on peut représenter l'ensemble A par :

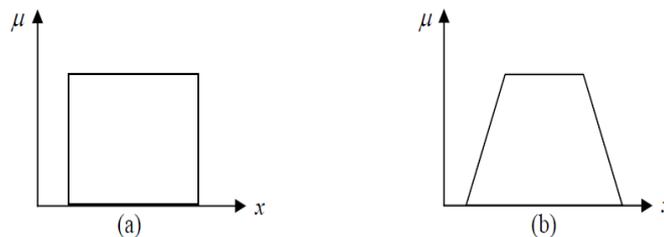


Figure A.1. Exemple de fonction d'appartenance, a) Logique classique, b) Logique Floue

A.1.1.1.2. Variable linguistique

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en générale des expressions floues comme [BOU10] [HAM13].

- Quelque, beaucoup, souvent.
- Chaud, froid, rapide, lent.
- Grand, petit, ...etc.

Une variable linguistique est généralement décomposée en un ensemble de termes, qui couvrent tout son domaine de variation. Elle sera représentée par un triplet $(x, T(x), U)$ dans lequel :

x : est le nom de variable linguistique.

$T(x)$: ensemble des termes de variable linguistique.

U : l'univers de discours.

A.1.1.2.3. Opérations sur les ensembles flous

Soient A et B deux ensembles flous dans U ayant respectivement μ_A et μ_B comme fonction d'appartenance, l'union, l'intersection et la complémentation des ensembles flous sont définis à l'aide de leur fonction d'appartenance.

A.1.1.2.3.1. Union (disjonction)

L'union de deux ensembles flous A et B de U est l'ensemble flou constitué des éléments du U affectés de plus grand de leurs deux degrés d'appartenance, elle est défini comme l'ensemble flou : $C = A \cup B$ (A ou B)

$$\text{Tel que } \forall x \in U \quad \mu_c(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{A.3})$$

L'opérateur max est commutatif et associatif

$$\begin{aligned} \mu_c &= \max[\mu_A, \mu_B, \mu_C] \\ \mu_c &= \max[\max[\mu_A, \mu_B], \mu_C] \\ \mu_c &= \max[\mu_A, \max[\mu_B, \mu_C]] \\ \mu_c &= \max[\max[\mu_A, \mu_C], \mu_B] \end{aligned}$$

A. 1.1.2.3.2. Intersection (conjonction)

L'intersection de deux ensembles flous A et B de U est l'ensemble flou constitué des éléments U affectés du plus petit de leurs deux degrés d'appartenance.

Elle est définie comme l'ensemble flou : $D = A \cap B$ (A et B)

$$\text{Tel que: } \forall x \in U \quad \mu_D(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{A.4})$$

L'opérateur min est commutatif :

$$\mu_D(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \min(\mu_B(x), \mu_A(x)) \quad (\text{A.5})$$

A. 1.1.2.3.3. Complémentation

La fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ du complément d'un ensemble flou A est définie,

$$\text{Tel que: } \forall x \in U, \quad \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{A.6})$$

A. 1.1.2.3.4. Produit Cartésien

Soient $A_1, A_2, A_3, \dots, A_n$ des ensembles flous dans $U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n$ respectivement le produit cartésien de A_1, A_2, \dots, A_n , est un ensemble flou dans l'espace produit de x_1, x_2, \dots, x_n ayant pour fonction d'appartenance :

$$\mu_{A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n} = \min(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_n}(x_n)) \quad (\text{A.7})$$

○ 1.1.2.3.5. Egalité

$$\text{On dit que } A \text{ et } B \text{ sont égaux si et seulement si } \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{A.8})$$

○ 1.1.2.3.6. Inclusion

$$\text{On dit que } A \subset B \text{ si et seulement si } \mu_B(x) \leq \mu_A(x) \quad (\text{A.9})$$

○ 1.1.2.3.7. Relation floue

Soient U_1, U_2, \dots, U_n des univers de discours, une relation floue est un ensemble flou dans $U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n$ exprimé comme suit :

$$R_{U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n} = \{((x_1, x_2, \dots, x_n), \mu_R(x_1, x_2, \dots, x_n)) / (x_1, x_2, \dots, x_n) \in U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n\} \quad (\text{A.10})$$

▪ Composition de deux relations floues

Soient les deux relations floues R_1 dans $U_1 \times U_2$ et R_2 dans $U_2 \times U_3$. On définit la composition (sup-^*) de R_1 et R_2 notée $R_1 \circ R_2$ par *

$$R_1 \circ R_2 = \{[(U_1, U_3) \text{ sup } (\mu_{R_1}(U_1, U_2) * \mu_{R_2}(U_2, U_3))], u_i \in U_i\} \quad (\text{A.11})$$

Ou (*) représenté une loi de composition pouvant être min, produit, ...etc.

A. 1.1.3. Fonction d'appartenance [BOU10] [HAM13]

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur. Dans ce contexte, est attribuée à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance μ , dont la valeur varie entre 0 et 1. Le plus souvent, on utilise des fonctions d'appartenance de type triangulaire ou trapézoïdal, gaussienne. On utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes :

- Fonction triangulaire : l'allure est complètement définie par trois paramètres.

$$\mu(x) = \max(\min(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}), 0) \quad (\text{A.12})$$

- Fonction trapézoïdale : elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$:

$$\mu(x) = \max(\min(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}), 0) \quad (\text{A.13})$$

- Fonction gaussienne : Elle est définie par deux paramètres $\{m, \sigma\}$:

$$\mu(x) = \exp(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma}) \quad (\text{A.14})$$

- Fonction en forme de cloche : Elle est définie par deux paramètres $\{x_0, a\}$:

$$\mu(x) = \left(\frac{1}{1 + \left(\frac{x-x_0}{a}\right)^2} \right) \quad (\text{A.15})$$

- Fonction trigonométrique : Elle est définie par deux paramètres $\{x_0, a\}$:

$$\mu(x) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi(x-x_0)a}{2a} \right), \quad x_0 - 2a \leq x \leq x_0 + 2a \quad (\text{A.16})$$

- Fonction sigmoïdale : Elle est définie par deux paramètres $\{a, c\}$:

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x-c))} \quad (\text{A.17})$$

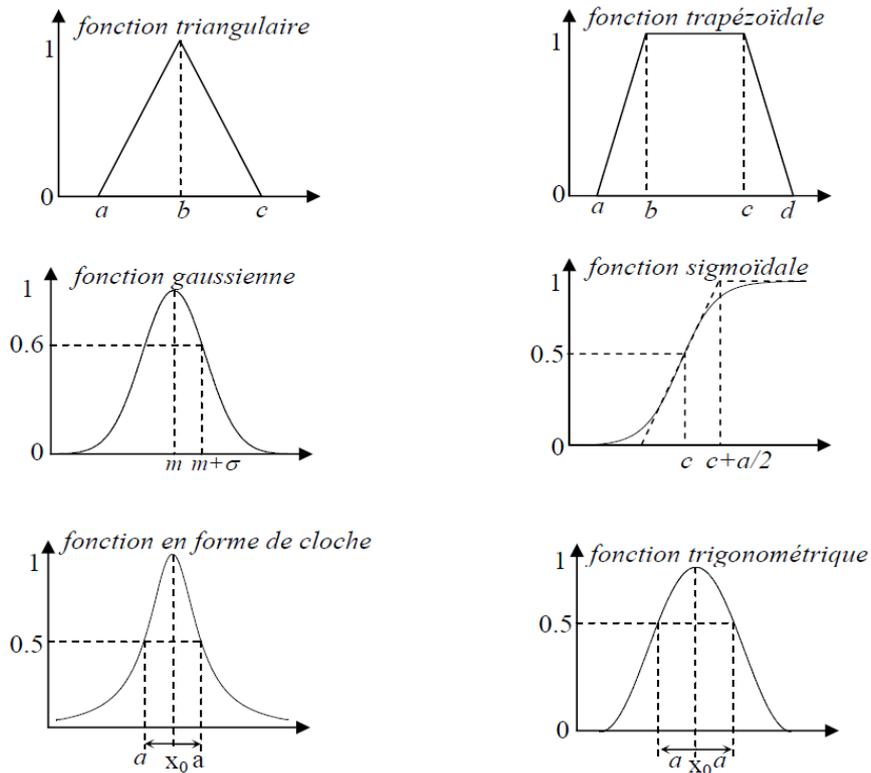


Figure A.2. Formes usuelles des fonctions d'appartenance

A. 1.1.4. Propositions floues

A. 1.1.4.1. Proposition floues élémentaires

Une proposition floue élémentaire est définie à partir d'une variable linguistique (V, X, T_v) par la qualification (« V est A », pour une caractérisation floue A , appartient à T_v).

A. 1.1.4.2. Proposition floues générales

Une proposition floue générale est obtenue par la composition de propositions floues élémentaires « V est A », « W est B » pour des variables linguistiques V, W, \dots

Plus généralement, on peut construire des propositions floues par conjonction, disjonction ou implication, par exemple de la forme « Si V est A et W est B alors U est C » (Si la taille est moyenne et le prix est peu cher, alors l'achat est conseillé).

A. 1.1.5. Raisonnement en logique floue

Les ensembles flous sont des éléments importants de la représentation des connaissances imparfaitement définies, pour raisonner sur telles connaissances, la logique classique ne suffit pas et on utilise une logique floue, lorsque les connaissances sont imprécises, vagues et éventuellement incertaines.

Après avoir exposé la répartition des valeurs mesurées en ensemble flous et défini les opérations sur ces ensembles, nous allons maintenant introduire le raisonnement flou et avoir comment un régulateur peut être exécuté sur la base des règles floues.

Avec l'unique schéma de raisonnement (Si les conditions sont remplies, Alors la conclusion est validée) et les trois opérateurs Et, Ou et Non, on peut déjà prendre un grand nombre de décisions logiques. On produit aussi une nouvelle information (une décision) à partir d'informations anciennes.

Le raisonnement flou fait appel à trois notions et étapes fondamentales:

- Implication floue.
- L'inférence floue
- L'agrégation des règles.

A. 1.1.5.1. Implication floue

L'implication floue donne une information sur le degré de vérité d'une règle floue. En d'autre terme, on quantifie la force de véracité entre la prémisse et la conclusion.

Considérons par exemple les deux propositions floues : « x est A » « y est B » où x et y sont des variables floues et A et B des ensembles floues de l'univers de discours U .

Ainsi que la règle floue : Si « x est A » Alors « y est B ».

L'implication floue donne alors le degré de vérité de la règle floue précédente à partir des degrés d'appartenance de x à A (prémisse) et de y à B (conclusion).

On notera implication : opérateur imp (équivalent à l'opérateur Alors). Les normes d'implication les plus utilisées sont :

- **La norme Mamdani** $\text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y))$ (A.18)

- **La norme Larsen** $\text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) = (\mu_A(x), \mu_B(y))$ (A.19)

A. 1.1.5.2. Inférence floue

Le problème tel qu'il se pose en pratique n'est généralement pas de mesurer le degré de véracité d'une implication mais bien de déduire, à l'aide de fait et de diverses règles implicatives, des événements potentiels.

En logique classique, un tel raisonnement porte le nom de Modus ponens (raisonnement par l'affirmation).

$$\text{Si } P \Rightarrow q \text{ vrai, } \quad \text{Et } P \text{ vrai, } \quad \text{Alors } q \text{ vrai}$$

A. 1.1.5.2.1 Modus ponens généralisé

De façon générale, les conditions d'utilisation de Modus Ponens généralisé sont les suivantes :

	<i>Prémisse</i>	<i>conclusion</i>
Règle floue :	Si x est A	Alors y est B
Fait observé :	Si x est A'	

Conséquence : y est B'

A. 1.1.5.2.2 Modus tollens généralisé

Ce principe se résume comme suit :

	Prémisse	conclusion
<i>Règle Floue</i> :	Si x est A	Alors y est B
<i>Fait observé</i> :	y est B'	
Conséquence		x est A'

A' et B' sont les ensembles flous constatés dans le cas que l'on traite et ne sont pas nécessaire strictement égaux à A et B .

B' est l'ensemble flou résultant de A' par l'application de l'implication. (MPG)

A' est l'ensemble flou résultant de B' par l'application de l'implication. (MTG)

Les informations disponibles pour déterminer la conséquence sont donc d'une part celles relatives à la règle quantifiée par l'implication floue $\mu_{B/A}(x, y)$, d'autre part celles relatives au fait observé, quantifiées par la fonction d'appartenance μ_A .

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

- Linguistiquement

On écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant :

Si la température est élevée **Et** la vitesse est faible **Alors** la tension est grande positive.

- Symboliquement

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

- Par matrice d'inférence

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées (température : T et vitesse V). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Les règles que décrit ce tableau sont (sous forme symbolique).

U		T			Si T est F et V est F alors $U = Z$ ou
		F	M	E	Si T est M et V est F alors $U = P$ ou
V	F	Z	P	GP	Si T est E et V est F alors $U = GP$ ou
	E	Z	Z	P	Si T est F et V est E alors $U = Z$ ou

Tableau A.1 Les règles sous forme symbolique

Dans l'exemple ci-dessus, on a représenté les règles qui sont activées à un instant donné par des cases sombre :

Si T est M et V est F alors $U = P$ ou

Si T est E et V est F alors $U = GP$

Il arrive que toutes les cases du tableau ne soient pas remplies, on parle alors de règles d'inférences incomplètes. Cela, ne signifie pas que la sortie n'existe pas, mais plutôt que le degré d'appartenance n'est nul pour la règle en question.

Il s'agit maintenant de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous. On a présenté les méthodes d'inférence qui permettront d'y arriver. Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisées les opérateurs (ici « et » et « ou ») utilisés dans les règles d'inférence.

Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont : Max-min, Max-produit et Somme-produit.

- *Méthode d'inférence Max-min*

Cette méthode réalise l'opérateur « Et » par la fonction « Min », la conclusion « Alors » de chaque règle par la fonction « min » et la liaison entre toutes les règles (opérateur « ou ») par la fonction « max ».

La dénomination de cette méthode, dite max-min ou « implication de Mamdani » est due à la façon de réaliser les opérateurs « Alors » et « Ou » de l'inférence.

La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des deux fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par l'opérateur « Ou ».

- Méthode d'inférence Max-produit

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réduire la conclusion « Alors ». Dans ce cas, on utilise le produit.

On remarque que les fonctions d'appartenances partielles ici ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur « Et ». On l'appelle également « implication de Larsen ».

- Méthode d'inférence Somme-produit

Dans ce cas, l'opérateur « ET » est réalisé par le produit, de même que la conclusion « Alors ». Cependant, l'opérateur « OU » est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence. D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max-Min est de loin la plus utilisée à cause de sa simplicité.

A. 1.1.5.3 Agrégation des règles

Lorsque la base de connaissance comporte plusieurs règles, l'ensemble flou inféré B' est obtenu après une opération appelée agrégation des règles. En d'autres termes, l'agrégation des règles utilise la contribution de toutes les règles activées pour en déduire une action de commande floue. Généralement, les règles sont activées en parallèle et sont liées par l'opérateur « ou ».

On peut considérer que chaque règle donne un avis sur la valeur à attribuer au signal de commande, le poids de chaque avis dépend de degré de vérité de la conclusion.

Annexe B

B.1. Introduction [MOU12.c], [BEL11].

Les systèmes physiques étant de nature non linéaire, leur comportement est le plus souvent décrit par des équations différentielles non linéaires. Si le domaine de fonctionnement du système est limité et si la non linéarité est douce, le système est linéaire et est représenté par un ensemble d'équations qui décrivent son comportement dynamique. Par contre l'analyse des systèmes non – linéaires, qui sont plus riches et plus complexes que les systèmes linéaires est plus difficile. Récemment des études avancées ont été faites dans le domaine de l'automatique et particulièrement le réglage des systèmes non linéaire pour lesquelles ont été élaborés des algorithmes de commande qui prennent en compte cette propriété des systèmes. , en effet lorsque l'organe de commande possède un comportement discontinu par commutation (action à deux positions).

Il est judicieux de faire appel à des méthodes de réglage non linéaire et discontinu qui s'adaptent mieux au comportement particulier de ces organes de commande. Il s'agit en particulier du réglage par **Mode de Glissement**. Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier, des systèmes de réglage à structure variable. Ce type de systèmes a été étudié d'abord en Union soviétique (Emelyanov 1950), par la suite ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles. Au début des années 80, la commande des systèmes à structure variable par le mode de glissement est devenue très intéressante et attractive, elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis grâce aux avantages qu'elle présente (robustesse vis-à-vis des paramètres variables, très haute précision, une bonne stabilité et temps de réponse très faible) .

B.2. Les systèmes Non Linéaires

Sachant que les systèmes non linéaires sont plus riches et plus complexes dans leur comportement par rapport aux systèmes linéaires, leurs analyses sont plus difficiles. Les techniques habituelles utilisées dans la commande linéaire telle que le domaine temporel et fréquentiel ne peuvent pas leur être appliqués. Par conséquent, ils ne peuvent pas être résolus analytiquement, ainsi la compréhension complète de leurs comportements est très difficile. Par contre il existe des moyens puissants d'analyse et de conception de ces systèmes, parmi lesquelles on peut citer : le plan de phase et la théorie de Lyapunov.

La conception des systèmes non linéaires exige la prise en considération des éléments suivants :

- ☞ La stabilité : doit être garantie pour le modèle dans le sens local et global.
- ☞ Performances : représentent la précision, la qualité (écart statique, oscillation,.....etc.) ainsi que le temps de réponse du système.
- ☞ Invariance et robustesse : la réponse en boucle fermée doit être insensible et peut sensible respectivement à toutes les perturbations extérieures, aux variations des paramètres et aux incertitudes sur le modèle.

Une bonne commande peut être obtenue sur la base d'un compromis en terme de (stabilités /robustesse, stabilités/performances etc.) .

B.3. Conception de la commande par mode de glissement

La conception de cette commande peut être répartie en trois étapes principales très dépendantes.

- a) Choix de la surface de glissement
- b) L'établissement des conditions d'existence et de convergence
- c) La détermination de la loi de commande

B.3.1. Choix de la surface de glissement

En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{X} = A.X + BU \quad (\text{B.1})$$

Il faut choisir "m" surfaces de glissement, pour un vecteur U de dimension "m". J.J. Slotine nous propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de consigne x_{ref} .

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{B.2})$$

Avec :

x : variable à régler

e(x) : l'écart de la variable à régler ($x_{\text{ref}} - x$)

λ : Constante positif

r : degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

➤ r=1 $S(x)=e(x)$.

➤ r=2 $S(x)=\lambda \cdot e(x) + \dot{e}(x)$ (B.3)

➤ r=3 $S(x)=\lambda^2 \cdot e(x) + 2 \cdot \lambda \cdot \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

$S(x)=0$, est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $\dot{e}(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain. En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de la trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro (figure B.1). Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en représentant une condition de convergence.

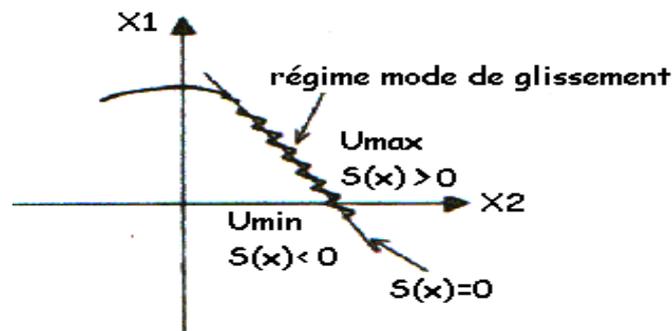


Figure B.1. L'état de la trajectoire dans le régime mode de glissement

B.3.2. Condition d'existence et de convergence [MOU12.C] [BEL11]

Les conditions de convergence permettent à la dynamique du système, dans le plan de phase, de converger vers la surface de glissement. Il existe deux conditions :

⇒ La fonction directe de commutation : c'est la première condition de convergence, elle est sous la forme :

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{B.4})$$

⇒ La fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{B.5})$$

Son dérivé sera

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x) S(x) \quad (\text{B.6})$$

Pour que la fonction de Lyapounov décroisse, il suffit d'assurer :

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

Cette fonction est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de garantir la stabilité du système non linéaire.

B.3.3. Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que la vitesse de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre (origine du plan de phase) en maintenant la condition d'existence du mode de glissement

La structure du contrôleur comprend deux parties, une concernant la linéarisation exacte et l'autre stabilisante. Cette dernière est très importante dans la commande non linéaire car elle est utilisée pour estimer les effets d'imprécision du modèle et les perturbations extérieures, nous avons donc :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{B.8})$$

U_{eq} correspond à la commande de linéarisation proposée par Fillipov et Utkin (commande équivalente), il est possible d'interpréter cette grandeur de commande équivalente comme valeur moyenne glissante que prend la grandeur de commande lors de la commutation rapide entre U_{max} et U_{min} comme le présente schématiquement la figure B.2. Cette interprétation permet immédiatement de tirer une condition pour l'existence de mode de glissement à savoir $U_{min} \leq U_{eq} \leq U_{max}$

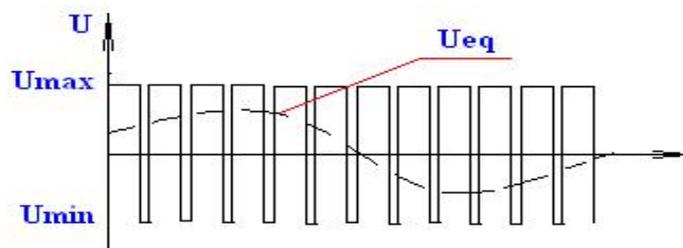


Figure B.2. Grandeur de commande équivalente U_{eq} comme valeur moyenne glissante

Elle consiste à trouver une commande linéarisante tels que la trajectoire de l'état reste sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande U_n est déterminée pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition de convergence $\dot{S}(x) S(x) < 0$. En d'autres termes, définir le comportement dynamique du système durant le mode de convergence par $\dot{U}_n = \dot{S}(x)$. Le calcul de la commande équivalente se fait à partir des équations du système d'état suivant : $\dot{X} = A.X + BU$

Le vecteur U est composé de, U_{eq} et U_n auxquelles nous nous intéressons à déterminer leurs expressions analytiques. Nous avons :

$$S^*(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [AX + BU_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} BU_n \quad (\text{B.9})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent l'expression de la surface est égale à zéro, sa dérivée est donc nulle, donc on aura : $U_n=0$. [BEL11]

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B \right]^{-1} \left[\frac{\partial S}{\partial x} AX \right] \quad (\text{B.10})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme U_{eq} par son expression (B.10) nous obtenons la dérivée de la surface

$$S^*(x) = \frac{\partial S}{\partial x} BU_n \quad (\text{B.11})$$

Le problème revient à trouver U_n tel que $S^*(x) S(x) < 0$

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} BU_n < 0 \quad S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B$$

Donc, il faut que le signe de U_n , soit l'opposé de celui de $S(x)$. La forme la plus simple que peut prendre U_n est celle d'un relais (figure B.3).

$$U_n = k \text{Signe}(S(x))$$

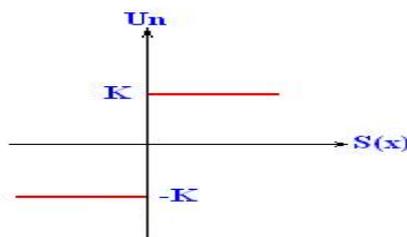


Figure B.3. Fonction U_n (relais)

Le choix de la constante K est très influent, en effet, si K est très petit, le temps de réponse sera très lent et si K est trop grande nous aurons des oscillations appelées "chattering" celle-ci nuit au fonctionnement et aux performances du système.

B.4. Elimination de l'effet de chattering.

Pour remédier à l'effet de chattering la fonction discontinue est remplacée par une fonction continue (figure B.4), ceci au voisinage de la surface de glissement et on procède à un lissage de la commande (commande adouci).

$$U_n = \begin{cases} \left(\frac{K}{\xi} \right) S(x) & \text{Si } |S(x)| \leq \xi \\ K \text{Signe}(S(x)) & \text{Si } |S(x)| > \xi \end{cases} \quad (\text{B.12})$$

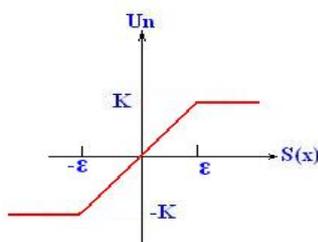


Figure B.4. Commande douce à un seul seuil.

Annexe C

C.1. Modélisation de la machine asynchrone utilisée pour le SISE [CIM05]

La mise en œuvre d'une commande performante pour un actionneur asynchrone nécessite l'utilisation d'un modèle représentant fidèlement le comportement dynamique du moteur asynchrone. En effet, les commandes modernes de la machine asynchrone nécessitent la connaissance à tout instant du module et de l'argument du flux rotorique, estimés à l'aide du modèle dynamique de la machine. La machine asynchrone étudiée est une machine à cage d'écureuil associant faible coût et robustesse mécanique. Ce type de machine est actuellement très répandu sur le marché de la variation de vitesse et le stockage inertielle d'énergie (SISE).

C.1.1. Hypothèses simplificatrices

Les principales hypothèses classiques et simplificatrices adoptées pour modéliser la machine :

- La parfaite symétrie de la machine.
- L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique.
- L'effet de peau négligeable.
- La machine alimentée par un système de tension triphasée sinusoïdale et équilibrée.
- L'entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligeable.
- L'introduction dans l'effet à répartition sinusoïdale.

Ces hypothèses signifient que les comportements électriques et magnétiques de la machine à induction sont supposés linéaires. Elles permettent d'établir un modèle dynamique de la machine à induction qui dispose de trois modes de fonctionnement d'ordre de grandeurs très différents : électrique (rapide), mécanique (lent), thermique (très lent). Ces divers modes correspondent aux évolutions des grandeurs du modèle. Le mode thermique, très lent, est souvent négligé dans la modélisation, bien qu'il influe de manière sensible sur certains paramètres du modèle (résistances) en le rendant non stationnaire. En fait, un contrôle robuste avec une éventuelle identification en ligne de ces paramètres permet de pallier ce problème. Les deux autres modes sont généralement considérés comme découplés, car leurs constantes de temps sont relativement éloignées. Ce découplage autorise une séparation du modèle en deux parties, ce qui amène une étude simplifiée et un contrôle séparé des grandeurs de chacun des sous-systèmes. Ces considérations permettent de développer un modèle relativement simple, d'ordre quatre pour le mode électrique et du premier ordre pour le modèle mécanique. Les fonctionnements choisis et les hypothèses considérées peuvent assurer, dans certain sens, la linéarité du système global.

C.1.2. Equations aux tensions et aux flux

En tenant compte des hypothèses précédentes, l'étude physique conduit aux relations suivantes écrites sous forme matricielle :

$$[v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (\text{C.1})$$

$$[v_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (C.2)$$

$$[\phi_s] = [L_{cs}] \cdot [i_s] + [M_{rs}] \cdot [i_r] \quad (C.3)$$

$$[\phi_r] = [M_{rs}] \cdot [i_s] + [L_{cr}] \cdot [i_r] \quad (C.4)$$

Tels que :

$$[L_{csr}] = \begin{bmatrix} L_{sr} & M_{sr} & M_{sr} \\ M_{sr} & L_{sr} & M_{sr} \\ M_{sr} & M_{sr} & L_{sr} \end{bmatrix} \quad (C.5)$$

Avec

$[v_s] = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T$ et $[v_r] = [v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc}]^T$ vecteurs de tension statorique et rotorique

$[i_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$ et $[i_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$ vecteurs courants statorique et rotorique

$[\phi_s] = [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T$ et $[\phi_r] = [\phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \phi_{rc}]^T$ vecteurs flux statorique et rotorique

$[L_{cs}]$, $[L_{cr}]$ et $[M_{rs}]$ Matrices d'induction statorique, rotorique et mutuelle.

$L_{s(r)}$ inductance propre d'une phase du stator (rotor),

$M_{s(r)}$ inductance mutuelle entre deux phases statoriques (rotoriques)

D'après la figure C.1, les inductances mutuelles entre phases du stator et du rotor sont fonction de l'angle θ et s'expriment comme suit :

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta \pm \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta \pm \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta \pm \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta \pm \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta \pm \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta \pm \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (C.6)$$

(+) ou (-) selon le sens de rotation conventionné des phases.

θ : angle électrique entre les axes des phases du stator et du rotor.

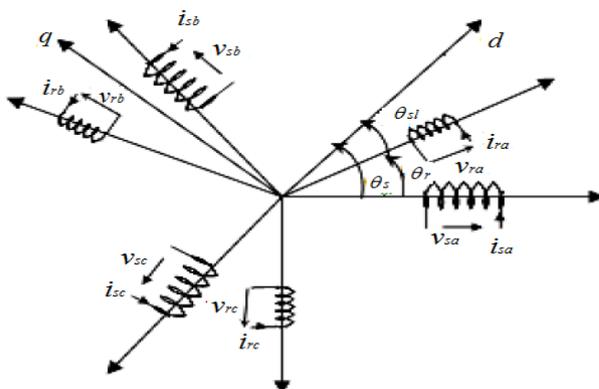


Figure C.1 Définition des angles entre les différents repères quadratiques

- En faisant une transformation de Park d'angle θ_s (ou θ_s est l'angle électrique entre l'axe d et le stator) pour les grandeurs statoriques, on obtient les grandeurs statoriques $v_{sd}, v_{sq}, i_{sd}, i_{sq}$ relatives à deux enroulements fictifs S_d et S_q tournant à la vitesse angulaire $d\theta_s/dt$ par rapport au stator.

- En faisant une transformation de Park d'angle θ_r (ou θ_s est l'angle électrique entre le rotor et le stator) pour les grandeurs rotoriques, on obtient les courants rotoriques, i_{rd}, i_{rq} dans les deux enroulements fictifs R_d et R_q tournant à la vitesse angulaire $d\theta_r/dt$ par rapport au rotor.
- On cherche évidemment à ce que R_d et R_q tournent à la même vitesse que S_d et S_q , pour cela il faut que:
 - $\theta_s = \theta_r + \theta_{sl}$ (C.7)
- Où θ_{sl} est l'angle électrique entre l'axe d et le rotor.

Parmi les diverses façons de remplir cette condition et ainsi permettre un autopilotage réalisant l'orientation du repère, trois cas sont particulièrement intéressants.

$$\text{Repère lié au stator :} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega \quad (\text{C.8})$$

$$\text{Repère lié au rotor :} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad \text{et} \quad \omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = 0 \quad (\text{C.9})$$

$$\text{Repère lié au champ tournant :} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = \omega_s - \omega \quad (\text{C.10})$$

Où

- θ_s est la pulsation statorique,
- θ est la pulsation mécanique,
- θ_{sl} est la pulsation de glissement.

C.1.3. Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au champ tournant

Dans le dernier cas où le repère est lié au champ tournant, les équations liant les composantes des tensions à celles des courants et des flux s'écrivent pour le stator et le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \\ & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{C.11})$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & \\ & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{C.12})$$

Les flux totaux à travers les quatre bobines fictives ayant pour valeurs :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \end{cases} \quad (\text{C.13})$$

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_s i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_s i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{cases}$$

A partir de l'équation (C.13), on obtient l'équation suivante : [TOU07]

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{\phi_{rd} - M_{sr} i_{sd}}{L_r} \\ i_{rq} = \frac{\phi_{rq} - M_{sr} i_{sq}}{L_r} \end{cases} \quad (C.15)$$

Remplaçons les expressions des courants I_{rd} et I_{rq} de l'équation (C.15) par leurs valeurs dans les équations (C.13), on obtient alors :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \left(L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r} \right) i_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} \\ \phi_{sq} = \left(L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r} \right) i_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rq} \end{cases} \quad (C.16)$$

En dérivant ces dernières en fonction du temps, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{sd}}{dt} = \left(L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r} \right) \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\phi_{sq}}{dt} = \left(L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r} \right) \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (C.17)$$

Pour le rotor à partir des équations (C.11) et (C.12) on obtient:

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{rd}}{dt} = -R_r i_{rd} + \omega_{sl} \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = -R_r i_{rq} + \omega_{sl} \phi_{rd} \end{cases} \quad (C.18)$$

En remplaçant I_{rd} et I_{rq} par leurs expressions obtenues en (C.15), les expressions suivantes sont obtenues :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} + \omega_{sl} \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rq} + \omega_{sl} \phi_{rd} \end{cases} \quad (C.19)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sd} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{rd} + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{rq} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{rq} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{rd} \end{cases} \quad (C.20)$$

On peut écrire le modèle mathématique sous forme d'équations d'état telles que

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\phi}_{rd} \\ \dot{\phi}_{rq} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_r \sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr} T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr}} \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_r \sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr}} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr} T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (C.21)$$

Avec

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = QX + BU$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps rotorique et statorique}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion.}$$

Le couple électromagnétique peut alors s'exprimer comme suit :

$$\begin{cases} T_e = p \cdot \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} + \Omega f = T_e - T_r \end{cases} \quad (C.22)$$

C.1.3. Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au stator

Le passage de Park (d,q) à celle Concordia (α, β) en faisant une rotation de l'angle θ :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_a \end{bmatrix} = R(\varphi) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \quad R(\varphi) = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (C.23)$$

Le système d'équations qui modélise la machine asynchrone à cage dans le repère fixe devient alors:

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (C.24)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \phi_{r\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (C.25)$$

Etant donné que le repère (α, β) est lié au stator donc leurs tensions sont réelles et ne dépendent pas de la position (θ) du rotor, il vient que :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (C.26)$$

Les courants rotoriques peuvent s'exprimer en fonction du flux statorique et du courant statorique, donnés par (C.27):

$$\begin{cases} i_{r\alpha} = \frac{(\phi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha})}{M_{sr}} \\ i_{r\beta} = \frac{(\phi_{s\beta} - L_s i_{s\beta})}{M_{sr}} \end{cases} \quad (\text{C.27})$$

Le système d'équations (C.28) établit les relations entre les flux rotoriques, statoriques et de fuites:

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \frac{L_r}{M_{sr}} (\phi_{s\alpha} - \sigma L_s i_{s\alpha}) \\ \phi_{r\beta} = \frac{L_r}{M_{sr}} (\phi_{s\beta} - \sigma L_s i_{s\beta}) \end{cases} \quad (\text{C.28})$$

En les dérivant par rapport au temps, on obtient:

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} \left(\frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} \left(\frac{d\phi_{s\beta}}{dt} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{C.29})$$

En remplaçant les expressions des équations (C.28-C.29) dans les équations (C.11-C.24), on obtient l'équation d'état de la machine asynchrone dans un repère lié au stator :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{s\alpha} \\ \dot{\phi}_{s\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_U \quad (\text{C.30})$$

C.2. PARAMÈTRES DE LA MACHINES ÉTUDIÉES:

Machine asynchrone à cage (MAS)

Puissance	4Kw
Vitesse nominale	1440 tr/min
Couple nominale	27N.m
Resistance rotorique	1.8 Ω
Resistance statorique	1.2 Ω
Inductance cycle rotor	0.15687H
Inductance cycle stator	0.1554H
Moment d'inertie	0.2 kg.m ²
Nombre de paires de pôles	2
Coefficient de frottement visqueux	0.001 k.m ² /s