

N°d'ordre :

Université de Saida – Dr. Moulay Tahar

Faculté de Technologie

Thèse

Présentée pour obtenir le diplôme de

Doctorat en Sciences

Spécialité : Electrotechnique

Par :

AMER Mokhtar

Thème :

**Contribution à l'Amélioration de la Commande d'un
Système Éolien Hybride Vent-Batterie basé sur la
Génératrice Asynchrone à Double Alimentation**



Thèse soutenue le : 02/09/2020 devant le jury composé de :

N°	Nom et prénom	Grade	Etablissement	Qualité
01	Hartani Kada	Prof.	Université de Saida Dr. Tahar Moulay	Président
02	Miloudi Abdallah	Prof.	Université de Saida Dr. Tahar Moulay	Rapporteur
03	Lakdja Fatiha	Prof.	Université de Saida Dr. Tahar Moulay	Co-rapporteur
04	Boudinar Ahmed Hamida	Prof.	Université d'Oran Mohamed Boudiaf	Examineur
05	Bendjebbar Mokhtar	Prof.	Université d'Oran Mohamed Boudiaf	Examineur
06	Benouzza Noureddine	Prof.	Université d'Oran Mohamed Boudiaf	Examineur

الحمد لله
الذي بنعمته تم الصّالحاتُ

Remerciements

Je remercie Dieu le tout puissant pour la santé, la volonté et la patience qu'il m'a donné.

Je veux remercier mon rapporteur le Professeur MILOUDI Abdallah pour son encouragement et sa disponibilité le long de la réalisation de ce travail. Aussi pour ces précieux conseils et orientations pour l'achèvement de cette thèse.

J'exprime également toute ma gratitude et ma reconnaissance a mon Co-rapporteur le Professeur LAKDJA Fatiha pour m'avoir aidé et soutenu durant mes années de thèse.

Je remercie le Professeur HARTANI Kada pour avoir accepté de présider mon jury.

Je tiens a remercié également les Professeurs : BENOZZA Nouredine, BOUDINAR Ahmed Hamida et BENDJEBBAR Mokhtar, membres du jury de l'université d'Oran, d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer ce travail. Je suis pleinement reconnaissant pour leur participation à ce jury.

Finalement, Je tiens à remercier tous ceux qui ont aidé à rendre ce travail possible, ceux qui m'ont apporté un soutien moral de près ou de loin.

Dédicace

À ma mère

À mes frères et sœurs

À ma femme et mes fils, Islem, Zakaria et Ilyes

À toute ma famille

.....À la mémoire de mon père et de mon frère

Mokhtar Amer

المساهمة في تحسين التحكم في نظام رياح هجين رياح بطارية

يعتمد على مولد غير متزامن مزدوج التغذية

ملخص:

أثار النقص الحتمي في الطاقة والتلوث البيئي اهتمامًا متزايدًا بالطاقة المتجددة . إحدى أكثر مصادر الطاقة المتجددة جاذبية لتوليد الطاقة هي طاقة الرياح. يتزايد استغلال هذه الطاقة التي لا نهاية لها بسرعة في جميع أنحاء العالم. في الوقت الحاضر ، يعتمد توربين الرياح الأكثر استخدامًا على المولد غير المتزامن مع التغذية المزدوجة (GADA) بسبب تشغيله بسرعات متغيرة.

تتناول هذه الرسالة تحسين التحكم في نظام الرياح الهجين بطارية - الرياح الذي يعمل مع مولد غير متزامن مزدوج التغذية. في هذا البحث ، نقترح طوبولوجيا تحويل طاقة الرياح استنادًا إلى GADA التي تستخدم المحول الوحيد على جانب الدوار في الماكينة ، يتم استبدال محول الطاقة على جانب الشبكة بوحدة تخزين البطارية التي تحافظ على جهد التيار المستمر لتزويد المحول على جانب الدوار.

تتمثل مساهمتنا المقدمة في هذه الأطروحة في تحسين أداء التحكم DTC التقليدي و DTC الغامض لمولد غير متزامن مزدوج التغذية من حيث تقليل تذبذب عزم الدوران والتدفق من خلال الاعتماد على استخدام تقنية التحسين بخوارزمية سرب الجسيمات (خوارزمية PSO).

يتم استخدام تقنية التحسين بخوارزمية PSO لضبط معلمات منظم VGPI لسرعة واتساع نطاقات التباطؤ لمقارنات عزم الدوران وتدفق التدفق في DTC ، بالإضافة إلى تعديل عوامل التحجيم للمقدر الضبابي لمتجه الجهد المرجعي في حالة التحكم DTC الغامض. تظهر النتائج التي تم الحصول عليها عن طريق المحاكاة كفاءة تقنية التحسين في التعديل الأمثل لمعلمات المنظمين المختلفين مع مساهمة كبيرة في تحسين أداء التحكم في نظام تحويل الطاقة الخاص بنا..

كلمات مفتاحية: مولد غير متزامن مزدوج التغذية ، تحكم مباشر في عزم الدوران ، مقارنات تباطؤ ، DTC غامض ، تحسين ، خوارزمية PSO ، منظم VGPI ، بطارية-الرياح.

“Contribution to the improvement of control of hybrid wind-battery system based on doubly fed induction generator”

Abstract:

Fatal energy shortage and environmental pollution have led to more interest in renewable energy; one of the most attractive renewable energy sources for generating electrical power is wind energy. Exploitation of this endless energy is increasing rapidly worldwide. Nowadays, the most widely used wind turbine generator is a Doubly Fed Induction Generator (DFIG) due to its variable speed operation

This thesis focuses on improving the control of a wind-battery hybrid system based on the Doubly Fed Induction Generator. In this work we propose a wind energy conversion topology based on DFIG using a single converter in the rotor side of the machine, the power converter of the network side is replaced by a battery storage system which maintains the DC link for supplying the rotor side converter.

Our contribution, presented in this thesis is the improvement of the performances of the classic DTC and the fuzzy DTC used for the control of DFIG for torque and rotor flux ripples reduction, using the optimisation technique based on particle swarm algorithm (PSO Algorithm).

The PSO Algorithm is used to adjust the parameters of the speed VGPI controller and amplitude of the hysteresis bands of the torque and rotor flux comparators of the DTC, as well as the adjustment of the scaling factors of the fuzzy estimator of the reference voltage vector in the case of the fuzzy DTC. The results obtained by simulation show the efficiency of the optimisation technique to optimal adjustment of the parameters of the different regulators with a considerable contribution in improving the performances of the control of our energy conversion system.

Key words: Doubly Fed Induction Generator, Direct Torque Control, hysteresis comparator, fuzzy DTC, optimisation, PSO algorithm, VGPI controller, Wind- Battery.

"Contribution à l'amélioration de la commande d'un système éolien hybride vent-batterie basé sur la génératrice asynchrone à double alimentation "

Résumé :

La pénurie fatale d'énergie et la pollution de l'environnement ont suscité un intérêt accru pour les énergies renouvelables; l'une des sources d'énergie renouvelable les plus attractives pour la production d'électricité est l'énergie éolienne. L'exploitation de cette énergie sans fin augmente rapidement dans le monde entier. De nos jours, l'éolienne la plus utilisée est basée sur la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) en raison de son fonctionnement à vitesse variable. Cette thèse porte sur l'amélioration de la commande d'un système éolien hybride vent-batterie basé sur la génératrice asynchrone à double alimentation .Dans ce travail on propose une topologie de conversion d'énergie éolienne basée sur la GADA utilisant un seul convertisseur celui du côté rotor de la machine, le convertisseur de puissance du coté réseau est remplacé par une unité de stockage de batteries qui assure le maintien du bus continue DC pour l'alimentation du convertisseur coté rotor.

Notre contribution présentée dans cette thèse se situe dans l'amélioration des performances de la Commande DTC classique et la DTC floue de la GADA en matière de réduction des ondulations du couple et du flux rotorique en s'appuyant sur l'utilisation la technique d'optimisation par algorithme d'essaim des particules (PSO Algorithm).

La technique d'optimisation par l'algorithme PSO est utilisée pour ajuster les paramètres du régulateur VGPI de la vitesse et l'amplitude des bandes d'hystérésis des comparateurs du couple et du flux rotorique de la DTC, ainsi que l'ajustement des facteurs d'échelle de l'estimateur flou du vecteur de tension de référence dans le cas de la commande DTC floue. Les résultats obtenus par simulation montrent l'efficacité de la technique d'optimisation dans l'ajustement optimal des paramètres des différents régulateurs avec un apport considérable dans l'amélioration des performances de la commande de notre système de conversion d'énergie.

Mots clés : génératrice asynchrone à double alimentation, Contrôle direct du couple, comparateurs hystérésis, DTC floue, optimisation, algorithme PSO, régulateur VGPI, vent-batterie.

Tables des Matières

Introduction générale	01
Organisation du mémoire.....	06

Chapitre 1

Modélisation et commande d'une turbine éolienne à vitesse variable

1.1 Introduction.....	08
1.2 Principe de conversion d'énergie éolienne.....	08
1.3 Modèle de la turbine éolienne	09
1.3.1 Puissance aérodynamique	09
1.3.2 Coefficient de puissance aérodynamique	11
1.3.3 Couple aérodynamique.....	13
1.3.4 Modèle du multiplicateur de vitesse	13
1.3.5 Modélisation de l'arbre mécanique.....	14
1.3.6 Modèle du vent	16
1.3.7 Simulation du modèle de la turbine.....	17
1.3.8 Résultats de simulation	18
1.4 Commande de la turbine éolienne.....	18
1.4.1 Configuration de la commande.....	18
1.4.2 Caractéristique puissance-vitesse d'une éolienne.....	19
1.4.3 Stratégies de commande de la turbine éolienne	20
1.4.3.1 Commande de la turbine au dessous de la puissance nominale	20
1.4.3.1.1 Maximisation de la puissance avec un couple optimal.....	22
1.4.3.1.2 Simulation de la commande à MPPT avec un couple optimal.....	23
1.4.3.1.3 Maximisation de la puissance avec une vitesse optimale.....	26
1.4.3.1.4 Simulation de la commande à MPPT avec une vitesse optimale.....	28
1.4.3.2 Commande de la turbine au dessus de la puissance nominale.....	29
1.4.3.2.1 Système d'orientation des pales.....	29
1.4.3.2.2 Régulation de l'angle avec un correcteur PI.....	30
1.4.3.2.3 Fonctionnement à vitesse constante.....	31
1.4.3.2.4 Simulation du contrôle Pitch.....	32
1.5 Conclusion.....	34

Chapitre 2

Modélisation de la partie électrique du système éolien hybride vent-batterie

2.1 Introduction.....	36
2.2 Composants électriques du système éolien hybride vent-batterie	36
2.3 Principe de fonctionnement de la génératrice asynchrone à double alimentation.....	36
2.4 Flux des puissances dans les systèmes basés sur la GADA.....	38
2.4.1 Mode de fonctionnement synchrone.....	39
2.4.2 Mode de fonctionnement hyposynchrone.....	39
2.4.3 Mode de fonctionnement hypersynchrone.....	40
2.5 Modèle dynamique de la génératrice asynchrone à double alimentation.....	40
2.5.1 Modèle de la GADA dans le repère ABC.....	41
2.5.2 Modèle de la GADA dans le repère dq	44
2.6 Modélisation du convertisseur de puissance.....	49
2.6.1 Onduleur de tension à deux niveaux.....	49
2.6.2 Technique de modulation vectorielle SVM.....	53
2.6.2.1 Calcul des durées de commutation.....	54
2.6.2.2 Indice de modulation.....	56
2.6.2.3 Séquence de commutation.....	57
2.7 Système de stockage d'énergie par batteries.....	60
2.7.1 Principe de fonctionnement du système de stockage d'énergie.....	60
2.7.2 Modélisation de l'unité de stockage d'énergie.....	60
2.7.2.1 Modélisation de la batterie.....	61
2.7.2.2 Convertisseur de puissance de la batterie.....	62
2.7.2.3 Commande du convertisseur de puissance de la batterie.....	63
2.7.2.4 Charge et décharge du système de stockage d'énergie.....	63
2.8 Conclusion.....	65

Chapitre 3

Commande DTC de la GADA du système éolien hybride vent-batterie

3.1 Introduction.....	67
3.2 Principe de la commande directe du couple (DTC) de la GADA.....	67
3.3 Commande Directe du Couple avec table de sélection.....	68
3.3.1 Contrôle du flux rotorique.....	69
3.3.2 Contrôle du couple électromagnétique.....	71
3.3.3 Sélection du vecteur tension.....	72
3.4 Modélisation de la commande directe du couple de la GADA.....	74

3.4.1 Estimation du flux rotorique et du couple électromagnétique.....	74
3.4.1.1 Estimation du couple électromagnétique.....	75
3.4.1.2 Estimation du module et du secteur de position du flux rotorique.....	75
3.4.2 Contrôleurs à hystérésis du couple et du flux.....	76
3.4.3 Table de sélection du vecteur tension.....	77
3.4.4 Simulation de la commande DTC classique.....	79
3.4.4.1 Simulation des variables de la turbine.....	80
3.4.4.2 Simulation des variables de la génératrice.....	82
3.5 Conclusion.....	86

Chapitre 4

Optimisation de la Commande DTC de la GADA

4.1 Introduction.....	88
4.2 Méthodes d'optimisation.....	88
4.3 Méthodes stochastiques.....	89
4.4 Optimisation de la commande de la GADA.....	90
4.4.1 Algorithme d'Optimisation par Essaim de Particules PSO.....	90
4.4.2 Formalisation.....	92
4.5 Optimisation de la commande DTC classique par PSO.....	94
4.5.1 Régulateur VGPI de la commande MPPT à vitesse optimale.....	94
4.5.2 Ajustement conventionnel du régulateur VGPI.....	96
4.5.3 Effet de la bande d'hystérésis des comparateurs.....	97
4.5.3.1 Effet de la bande d'hystérésis du comparateur du flux.....	97
4.5.3.2 Effet de la bande d'hystérésis du comparateur du couple.....	98
4.5.4 Ajustement du contrôleur VGPI et des comparateurs d'hystérésis par PSO.....	98
4.5.5 Construction de la fonction fitness.....	98
4.5.6 Résultats d'optimisation de la commande DTC classique.....	101
4.5.7 Résultats de Simulation de la DTC optimisée.....	104
4.5.7.1 Simulation des variables de la turbine sous la DTC optimisée.....	104
4.5.7.2 Simulation des variables de la génératrice sous la DTC optimisée	106
4.6 Optimisation de la commande DTC floue par PSO.....	109
4.6.1 Commande Directe Floue du couple (DFTC) de la GADA.....	109
4.6.1.1 Génération du vecteur tension de référence.....	110
4.6.1.2 Sélection de la position du vecteur tension.....	110
4.6.1.3 Sélection module du vecteur tension.....	112
4.6.1.4 Génération des états des interrupteurs du convertisseur.....	115
4.6.2 Optimisation de la commande DTC floue de la GADA.....	116

4.6.2.1 Construction de la fonction fitness.....	116
4.6.2.2 Résultats d'optimisation de la commande DFTC.....	118
4.6.3 Résultats de simulation de la commande DFTC optimisée.....	121
4.6.3.1 Simulation des variables de la turbine sous la DFTC optimisée.....	121
4.6.3.2 Simulation des variables de la génératrice sous la DFTC optimisée.....	123
4.7 Conclusion.....	126
Conclusions & Perspectives.....	128
Bibliographie.....	130
Annexes.....	140

Acronymes

En Anglais

BESS	: Battery Energy Storage System
DC	: Direct Current.
DFIG	: Doubly-fed induction generator
DPC	: Direct power control
DTC	: Direct Torque Control.
DFTC	: Direct Fuzzy Torque Control.
FOC	: Field Oriented Control.
FSWT	: Fixed Speed Wind Turbine
GTO	: Gate Turn-Off Thyristor.
HAWT	: Horizontal Axis Wind Turbine.
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor.
ISE	: Integral of Squared Error
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.
MPPT	: Maximum power point tracking
RMSE	: Root Mean Square Error
PMSG	: Permanent Magnet Synchronous Generator.
SG	: Synchronous Generator.
SGIC	: Squirrel Cage Induction Generator.
SOC	: State Of Charge
SVM	: Space Vector Modulation.
PSO	: Particle Swarm Optimisation
PID	: Proportionnel – Integral – Derivate
VAWT	: Vertical Axis Wind Turbine.
VSWT	: Variable Speed Wind Turbine.
VGPI	: Variable Gain Proportionnel – Intégral
VSC	: Voltage Source Converter
WECS	: Wind Energy Conversion System
WRIG	: Wound Rotor Induction Generator.

En Français

CC	Courant Continu
CCM	: Convertisseur Coté Machine.
CCR	: Convertisseur Coté Réseau.
FEM	: Force Electro-Motrice
GADA	: Génératrice à double alimentation
MADA	: Machine Asynchrone à Double Alimentation.
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion.
PI	: Proportionnel Intégral.
SSE	: Système de Stockage d'Energie
SSEB	: Système de Stockage d'Energie par Batterie

Symboles

V_a, V_b, V_c	: Tensions de phase
V_{rd}, V_{rq}	: Tensions rotoriques dans le repère (d, q)
$V_{r\alpha}, V_{r\beta}$	: Tensions rotoriques dans le repère (α, β)
V_{ao}, V_{bo}, V_{co}	: Tensions de branche
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	: Tensions de phase
i_a, i_b, i_c	: Courants de phase
i_{rd}, i_{rq}	: Courants rotoriques dans le repère (d, q)
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	: Courants rotoriques dans le repère (α, β)
ψ_{rd}, ψ_{rq}	: Flux rotoriques dans le repère (d, q)
$\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$	: Flux rotoriques dans le repère (α, β)
V_r	: Vecteur tension de référence
μ_{ϕ_r}	: Grandeur de sortie du régulateur à hystérésis sur le flux rotorique
μ_T	: Grandeur de sortie du régulateur à hystérésis sur le couple

S_i	: Numéro du secteur dans lequel évolue le vecteur flux rotorique
$\mathcal{E}_{\psi_r}$	: Erreur du flux rotorique
$\mathcal{E}_T$	: Erreur du couple électromagnétique
θ_{ψ_r}	: Position du vecteur flux rotorique
S_a, S_b, S_c	: États des interrupteurs de l'onduleur
θ	: Position électrique de la machine
T_{em}	: Couple électromagnétique
T_e	: Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine
U_{dc}	: Tension continue de la batterie
i_{bat}	: Courant continu délivré par la batterie
T_{sp}	: Valeur de la période d'échantillonnage
T_{sw}	: Valeur de la période de commutation
T_{em}^*	: Valeur de référence du couple électromagnétique
ψ_r^*	: Valeur de référence du flux rotorique
T_n	: Couple nominal
P_n	: Puissance nominale
ω_m	: Vitesse rotorique
C_p	: Coefficient de puissance

Opérateurs

C	: Matrice de transformation de Concordia
S	: Variable de Laplace

Listes des figures

Chapitre 1

Figure. 1.1	Principe de la conversion d'énergie d'une éolienne	09
Figure. 1.2	Composants d'une turbine éolienne.....	10
Figure. 1.3	Courbes de C_p pour différentes références.....	12
Figure. 1.4	Schéma bloc de la turbine éolienne.....	13
Figure. 1.5	Schéma bloc de l'aérogénérateur	14
Figure. 1.6	Schéma bloc de l'aérogénérateur complet	15
Figure. 1.7	Profil du vent	16
Figure. 1.8	Simulation du fonctionnement de la turbine éolienne sans contrôle	17
Figure. 1.9	Niveaux de commande d'une éolienne à vitesse variable	18
Figure. 1.10	Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable.....	19
Figure. 1.11	Courbe MPPT d'une turbine 1.5MW.....	21
Figure. 1.12	Commande MPPT avec un couple optimale	21
Figure. 1.13	Commande MPPT avec une vitesse optimale.....	22
Figure. 1.14	Schéma bloc de la commande MPPT avec couple optimal	24
Figure. 1.15	Profil du vent moyen.....	24
Figure. 1.16	Simulation de la commande à MPPT avec couple optimal.....	25
Figure. 1.17	Structure du contrôleur PI pour la régulation de vitesse	26
Figure. 1.18	Schéma bloc de la commande MPPT avec vitesse optimale	27
Figure. 1.19	Simulation de la commande MPPT avec vitesse optimale	28
Figure. 1.20	Schéma bloc du contrôle de l'angle d'orientation	29
Figure. 1.21	Modèle de l'actionneur de l'angle d'orientation	30
Figure. 1.22	Modèle du système de régulation de l'angle d'orientation	31
Figure. 1.23	Profil du vent fort.....	32
Figure. 1.24	Simulation du contrôle de l'angle d'orientation des pales.....	33

Chapitre 2

Figure. 2.1	Système éolien hybride vent-batterie basé sur une GADA.....	36
Figure. 2.2	Représentation monophasée de la GADA.....	37
Figure. 2.3	Modes de fonctionnement d'une GADA.....	40
Figure. 2.4	Représentation du modèle simplifié de la GADA.....	41
Figure. 2.5	Circuit électrique équivalent de la GADA.....	41
Figure. 2.6	Repères de référence	45

Figure. 2.7	Circuit équivalent de la GADA dans le référentiel synchrone dq	48
Figure. 2.8	Représentation schématique d'un convertisseur à source de tension	50
Figure. 2.9	Etats de commutation d'un convertisseur à source de tension 2 niveaux	51
Figure. 2.10	Schémas de vecteurs spatiaux pour la modulation vectorielle SVM	54
Figure. 2.11	SVM symétrique	55
Figure. 2.12	Séquence symétrique des signaux SVM	57
Figure. 2.13	Schéma Bloc de l'algorithme de la modulation vectorielle SVM	59
Figure. 2.14	Convertisseur DC / DC bidirectionnel.....	62
Figure. 2.15	Contrôle du convertisseur DC / DC bidirectionnel.....	63

Chapitre 3

Figure. 3.1	Structure de la commande DTC d'un système éolien vent-batterie basé sur la GADA.....	68
Figure. 3.2	Évolution du vecteur flux rotorique en fonction du vecteur tension appliqué.....	70
Figure. 3.3	Décomposition du vecteur flux rotorique dans le plan (α - β).	71
Figure. 3.4	Évolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué.....	72
Figure. 3.5	Trajectoire du flux rotorique	72
Figure. 3.6	Variation du flux et du couple pour les différents vecteurs tensions possibles	73
Figure. 3.7	Commande DTC classique d'une GADA avec régulateur de vitesse PI.....	74
Figure. 3.8	Comparateur d'hystérésis deux niveaux.....	77
Figure. 3.9	Comparateur d'hystérésis trois niveaux.....	77
Figure. 3.10	Trajectoire de l'extrémité du vecteur flux rotorique.....	78
Figure. 3.11	Profil du vent	79
Figure. 3.12	Simulation des variables de la turbine : DTC classique de la GADA.....	81
Figure. 3.13	Simulation des variables de la génératrice : DTC classique de la GADA.....	83
Figure. 3.14	Simulation des variables de la génératrice : DTC classique de la GADA.....	84

Chapitre 4

Figure. 4.1	Algorithmes métaheuristiques.....	90
Figure. 4.2	Déplacement d'une particule du PSO.....	91
Figure. 4.3	Commande MPPT à vitesse optimale avec un contrôleur VGPI	94
Figure. 4.4	Structure du régulateur PI à gains variable.....	95
Figure. 4.5	Organigramme de l'algorithme PSO de la commande DTC classique.....	99
Figure. 4.6	Structure de la Commande DTC classique optimisée par algorithme PSO	100

Figure. 4.7	Convergence de la Fonction de Fitness	102
Figure. 4.8	Résultats d'optimisation : Réponses de la vitesse.....	103
Figure. 4.9	Simulation des variables de la turbine : DTC classique optimisée de la GADA	105
Figure. 4.10	Simulation des variables de la génératrice : DTC classique optimisée de la GADA	107
Figure. 4.11	Simulation des variables de la génératrice : DTC classique optimisée de la GADA	108
Figure. 4.12	Structure du contrôleur flou du module de la tension.....	112
Figure. 4.13	Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie du contrôleur flou..	113
Figure. 4.14	Surface caractéristique du régulateur flou.....	115
Figure. 4.15	Organigramme de l'algorithme PSO de la commande DFTC optimisée.....	117
Figure. 4.16	Convergence de la Fonction de Fitness.....	119
Figure. 4.17	Résultats d'optimisation : réponses de la vitesse.....	120
Figure. 4.18	Structure de la commande DFTC optimisée par algorithme PSO.....	121
Figure. 4.19	Simulation des variables de la turbine : DTC Floue optimisée de la GADA	122
Figure. 4.20	Simulation des variables de la génératrice : DTC Floue optimisée de la GADA.....	124
Figure. 4.21	Simulation des variables de la génératrice : DTC Floue optimisée de la GADA	125

Liste des Tableaux

Chapitre 1

Tableau. 1.1	Paramètres des courbes de C_p pour différents modèles de turbines.....	13
--------------	--	----

Chapitre 2

Tableau. 2.1	Modes de fonctionnement d'une GADA.....	38
Tableau. 2.2	États de commutation d'un onduleur à 2 Niveaux.....	52
Tableau. 2.3	Vecteurs de tension de référence avec états de commutation.....	53
Tableau. 2.4	Commutation des segments selon chaque secteur.....	59

Chapitre 3

Tableau. 3.1	Tableau de sélection générale pour la commande DTC.....	73
Tableau. 3.2	Table de sélection de Takahashi.....	78

Chapitre 4

Tableau. 4.1	Résultats d'optimisation de la DTC.....	101
Tableau. 4.2	Sélection de l'angle δ	111
Tableau. 4.3	Règles floues.....	114
Tableau. 4.4	Résultats d'optimisation de la DFTC.....	118

Introduction

Générale

Introduction générale

Les préoccupations écologiques liées au réchauffement climatique ainsi qu'aux inquiétudes nées de l'épuisement fatal des combustibles fossiles ont suscité un intérêt vaste pour les énergies renouvelables; la plupart des pays économiquement développés ont élaboré des plans pour accélérer le développement et le déploiement de sources d'énergie renouvelables [Wei-06]. La priorité est de réduire les prix des technologies, de l'installation et de la maintenance afin que les énergies renouvelables puissent supporter les prix des sources traditionnelles sans nécessiter de financement public.

L'énergie éolienne est l'une des sources d'énergie renouvelable les plus attractives pour la production d'électricité. C'est la source d'énergie la plus importante en termes de capacité installée après l'hydroélectricité, et elle est la principale source de nouvelles capacités de production d'électricité en Europe, aux États-Unis et la deuxième en Chine [Her-17] . En plus de la croissance rapide de la capacité totale installée, la taille et la capacité de l'éolienne individuelle augmentent également afin de réduire le prix par kWh généré et d'augmenter l'efficacité de la conversion de l'énergie éolienne. Actuellement, la plupart des principaux fabricants d'éoliennes développent des grandes éoliennes dans la gamme de 1.5 à 6 MW [Ma-15], [Bla-12].

Depuis 2011, l'Algérie a fait de la promotion des énergies renouvelables l'un de ses principaux défis pour répondre à la demande croissante d'énergie et pour remplacer progressivement l'utilisation des énergies fossiles, qui sont actuellement la principale ressource pour la production nationale d'électricité [Bou-19]. A cet effet, une stratégie ambitieuse d'encouragement et de développement de la production d'énergies renouvelables est mise en œuvre, où l'énergie éolienne constitue le deuxième axe de développement, avec une production d'électricité qui devrait atteindre environ 5 GW en 2030 [Bou-19]. Ainsi, l'énergie éolienne est considérée comme l'un des axes de recherche les plus importants au sein des différentes institutions scientifiques en Algérie.

Introduction générale

Les éoliennes peuvent être classées en fonction de la configuration de la chaîne d'entraînement mécanique, du type d'électronique de puissance et du générateur électrique utilisé en quatre groupes principaux comme suit [Ngo-17] :

- Type (A) : Turbines éoliennes à vitesse fixe avec générateur d'induction de cage d'écureuil (SCIG).
- Type (B) : Turbines éoliennes à vitesse variable partielle avec génératrice à rotor bobiné (WRIG).
- Type (C) : Turbines éoliennes à vitesse variable avec convertisseur à puissance partiellement nominale et générateur asynchrone à double alimentation (DFIG).
- Type (D) : Turbines éoliennes à vitesse variable avec convertisseur à puissance complètement nominale et générateurs synchrones à aimants permanents (PMSG), SCIG ou WRIG.

L'éolienne à vitesse fixe (FSWT) est la version la plus primitive des éoliennes modernes, fonctionnant à vitesse constante en utilisant soit la commande de décrochage ou de d'orientation des pales et n'ayant qu'un seul point de fonctionnement optimal. Le générateur type (A) a une plage de vitesse un peu plus étendue mais il nécessite de grandes résistances qui causent des pertes de puissance importantes et un programme d'entretien accru à cause des balais [Bur-11]. Ces configurations ne peuvent pas satisfaire aux exigences des codes de réseau et ne sont pas recommandées pour les grandes éoliennes en raison des fortes oscillations de l'entraînement mécanique. Ces dernières années, presque aucun nouveau FSWT n'a été installé [Idr-19].

Les éoliennes à vitesse variable (VSWT) sont plus économiquement viables à long terme car elles peuvent fonctionner à un point de puissance maximale, mais nécessitent un convertisseur de puissance et un système de contrôle. Depuis l'an 2000, la génératrice asynchrone à double alimentation (DFIG) est devenue le générateur le plus couramment utilisé dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne (WECS) en raison des avantages du fonctionnement à vitesse variable ne nécessitant qu'un convertisseur à puissance partiellement nominale, mais cette topologie utilise des bagues collectrices, ce qui augmente le coût d'entretien [Bur-11].

Les types (C) et (D) sont robustes, et ont des vitesses de fonctionnement plus élevées, cependant, le convertisseur à puissance complètement nominale requis et, les éléments de terres rares (ferrites) pour les machines à aimants permanents rendent les configurations de type (C) et (E) très coûteuses. Les éoliennes de type (D) ont un grand succès, en particulier dans les applications offshore (en mer).

Le SCIG est bien connu pour sa robustesse, sa faible maintenance et sa simplicité, cependant, cette topologie consomme de la puissance réactive qui doit être fournie par le convertisseur de puissance. Aujourd'hui, la plupart des unités en fonctionnement sont basées sur une configuration de type (C) et les unités onshore (sur terre) nouvellement installées couvrent près de 50% de la capacité installée utilisant des turbines de type (C) en Europe et 75% dans le reste du monde [Her-17]. Bien que l'éolienne de type (C) soit la solution la plus économique, la connexion directe du stator avec le réseau électrique rend cette configuration très sensible aux perturbations de tension [Toh-16], [Xu-07].

La génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) a le principal avantage d'un convertisseur à puissance partiellement nominale, généralement inférieur à 30% de la puissance nominale de la machine ; puisque le rotor a besoin d'un flux de puissance bidirectionnel, une configuration de convertisseur de puissance dos à dos est généralement utilisée. Le convertisseur côté machine (CCM) contrôle la puissance active et réactive du stator, tandis que le convertisseur côté réseau (CCR) régule la tension du bus continu et le fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

La commande du GADA est généralement basée sur un contrôle vectoriel orienté dans le sens du flux du stator ou de la tension de réseau. Cette structure de contrôle relativement simple présente les inconvénients d'un réglage fastidieux des contrôleurs PI car le système est complexe et non linéaire. Les performances des contrôleurs PI dépendent grandement de l'estimation correcte des paramètres machine qui peut changer avec la température de la machine ou la saturation du noyau magnétique [Djer-14]. Le signal de commande de sortie est continu et doit être modulé pour être injecté dans la machine électrique par le convertisseur de puissance côté rotor.

En raison de la complexité et de la dépendance des paramètres de la machine, les techniques de contrôle direct remplacent progressivement le contrôle vectoriel orienté conventionnel.

La technique de contrôle direct la plus connue est la commande directe de couple (DTC) introduite par T. Noguchi et I. Takahashi [Nog-84], [Tak-86] et M. Depenbrock [Dep-85] pour la machine asynchrone. Plus tard, la commande directe de la puissance (DPC) a été développée par T. Noguchi [Nog-98] en utilisant les mêmes principes de la DTC.

La DPC a été adaptée pour la GADA par L. Xu en 2006 [Xu-06]. Elle est caractérisée par une réponse dynamique rapide, une structure simple et elle est robuste contre les variations des paramètres de la machine. Les références souhaitées sont contrôlées directement avec des contrôleurs d'hystérésis et une table de commutation qui dicte l'état de commutation souhaité. Cependant, la fréquence de commutation de cette technique est variable et généralement la méthode d'essai et erreur est utilisée pour sélectionner la valeur de largeur d'hystérésis.

Bien que la commande vectorielle et la DTC aient de bonnes performances dans des conditions normales, la GADA est particulièrement sensible aux variations de tension. Lorsque le flux du stator est modifié, l'interaction avec le flux du rotor peut créer des oscillations du couple qui peuvent gravement affecter l'arbre des pales et le système de transmission. Pour les techniques de commande directe, si la commande côté rotor du GADA n'est pas bien conçue, les courants statoriques peuvent devenir non sinusoïdaux compromettant la qualité de puissance générée et dans certains cas la stabilité du réseau électrique [Aba-11].

Dans le contexte d'une bonne conception de la commande de la GADA, et de l'amélioration de la qualité d'énergie produite par les aérogénérateurs, les techniques d'optimisation métaheuristiques peuvent être un outil efficace pour l'ajustement des paramètres des différents régulateurs (PI, IP, VGPI..) ou des contrôleurs d'hystérésis utilisés dans les différents types de commande citées précédemment [Ame-20].

Cette thèse porte sur l'amélioration de la commande d'un système éolien hybride vent-batterie basé sur la génératrice asynchrone à double alimentation. Dans ce travail on propose une topologie de conversion d'énergie éolienne basée sur la GADA utilisant un seul convertisseur celui du côté rotor de la machine, le convertisseur de puissance du côté réseau est remplacé par une unité de stockage de batteries qui assure le maintien du bus continue pour l'alimentation du convertisseur côté rotor.

Dans notre étude, on présente en premier lieu la modélisation et la commande de la partie mécanique de notre système avec l'analyse des performances de la turbine éolienne dans le mode de fonctionnement au dessous et au dessus de sa puissance nominale (commande à MPPT et contrôle de l'angle d'orientation des pales).

En suite, on présente la modélisation des différents éléments de la partie électrique de notre système (GADA, convertisseur de puissance et batterie).

La commande DTC est utilisé dans ce travail pour contrôler le convertisseur côté rotor; avec son approche classique et celle basée sur la technique de modulation vectorielle SVM.

Le régulateur PI à gain variable (VGPI) est utilisé dans cette commande pour avoir le couple de référence de notre commande a partir de la régulation de vitesse de notre système avec un maximum de génération de puissance.

Notre contribution présentée dans cette thèse se situe dans l'amélioration des performances de la commande DTC classique et la DTC floue utilisées pour le contrôle de la GADA en matière de réduction des ondulations du couple, du flux rotorique et d'amélioration de la qualité d'énergie générée, en s'appuyant sur l'utilisation de la technique d'optimisation par algorithme d'essaim des particules (PSO Algorithm).

La technique d'optimisation basée sur l'algorithme PSO est utilisée pour ajuster les paramètres du régulateur VGPI de la vitesse, l'amplitude des bandes d'hystérésis des comparateurs du couple et du flux rotorique de la DTC, ainsi que l'ajustement des facteurs d'échelle de l'estimateur flou du vecteur de tension de référence dans le cas de la commande DTC floue.

Les résultats obtenus par simulation montrent l'efficacité et la rapidité de la technique d'optimisation dans l'ajustement optimal des paramètres des différents régulateurs avec un apport considérable dans l'amélioration des performances de la commande de notre système de conversion d'énergie.

Organisation du mémoire :

Dans ce travail de recherche, nous nous sommes intéressés à la technique d'optimisation à base d'algorithme d'essaim de particules PSO appliquée à la commande directe de couple d'une génératrice asynchrone doublement alimentée utilisée dans un système éolien. Notre objectif consisté à l'amélioration des performances de la commande DTC de la GADA par l'ajustement des paramètres des différents régulateurs intervenant dans la commande de la génératrice. En conséquence, le mémoire est composé de quatre chapitres structurés de la manière suivante :

Chapitre 1- Modélisation et commande d'une turbine éolienne à vitesse variable

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation et la commande d'une turbine éolienne à vitesse variable en se basant sur la maximisation de puissance et sur sa limitation.

Chapitre 2- Modélisation de la partie électrique du système éolien hybride-vent batterie

Dans ce chapitre, nous présentons les principaux éléments électriques constituant le système de conversion d'énergie renouvelable proposé et qui est basé sur une génératrice asynchrone à double alimentation munie d'un seul convertisseur à source de tension alimenté par des batteries.

Chapitre 3- Commande DTC de la GADA du système éolien hybride-vent batterie.

Dans ce chapitre, nous présentons la commande directe du couple conventionnelle de la génératrice asynchrone à double alimentation en contrôlant le couple électromagnétique et le flux rotorique de la GADA.

Chapitre 4- Optimisation de la commande DTC de la GADA .

Dans ce chapitre, en présente d'abord l'algorithme d'optimisation à essaim de particules (PSO), en suite nous proposons l'optimisation la commande directe du couple de la génératrice asynchrone à double alimentation en ajustant les paramètres des différents régulateurs de la DTC classique.

En fin nous proposons l'amélioration de la commande DTC Floue basée sur la technique de modulation vectorielle par l'utilisation de l'algorithme PSO pour ajuster les facteurs

Introduction générale

d'échelles de l'estimateur flou du vecteur de tension de référence de la modulation SVM ,en plus des contrôleurs associées a la commande (VGPI, Hystérésis). Afin d'évaluer l'apport de la technique d'optimisation par l'algorithme PSO sur les performances de la commande de la GADA dans le système de conversion d'énergie proposé, nous avons mené une série de simulations pour analyser les performances dynamiques de chaque commande : la DTC classique, la DTC optimisée et la DTC floue optimisée.

Ce travail s'achève avec une conclusion générale qui résume tout le travail et qui donne une synthèse des différents résultats obtenus dans cette étude.

Chapitre 1

Modélisation et Commande d'une Turbine Eolienne à Vitesse Variable

1.1 Introduction

Une éolienne est une machine qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie électrique ou mécanique. Les solutions techniques permettant de recueillir l'énergie du vent sont très variées. Elles exploitent la différence de pression qui crée une force de portance pour mettre en rotation la turbine et ainsi extraire une partie de l'énergie cinétique du vent. Il existe différentes façons de classer les turbines éoliennes mais celles ci appartiennent principalement à deux groupes selon l'orientation de leur axe de rotation : les éoliennes à axe vertical et celles à axe horizontal, elles peuvent être à vitesse fixe ou à vitesse variable [Hau-06].

Une turbine à axe de rotation horizontal demeure face au vent. Elle est fixée au sommet d'une tour, permet de capter une quantité plus importante d'énergie éolienne. La plupart des éoliennes installées sont à axe horizontal. Ce choix présente plusieurs avantages, comme la faible vitesse d'amorçage et un coefficient de puissance relativement élevé.

Dans le cadre de notre travail, nous avons choisi d'étudier une éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA). Ce premier chapitre a pour objectifs de présenter la modélisation et la commande d'une turbine éolienne à vitesse variable .

Dans un premier temps, nous présenterons la modélisation des différents éléments constituant la turbine éolienne. Dans un deuxième temps, nous présenterons les stratégies de commande permettant un fonctionnement optimal de la turbine éolienne. La dernière partie de ce chapitre illustrera les résultats de simulation pour les différentes zones de fonctionnement de la turbine , validant ainsi les commandes établies.

1.2 Principe de conversion d'énergie éolienne

Un système éolien, quelque soit sa technologie convertit l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Cette conversion se fait en deux étapes [Lav-04]:

- Au niveau de la turbine (rotor), qui extrait une partie de l'énergie cinétique du vent disponible pour la convertir en énergie mécanique.
- Au niveau de la génératrice, qui reçoit l'énergie mécanique et la convertit en énergie électrique, transmise ensuite au réseau électrique.

Suivant la technologie utilisée la connexion de la génératrice au réseau se fait soit directement, soit par l'intermédiaire total ou partiel d'une interface d'électronique de puissance.

Une transmission mécanique assure la liaison entre la turbine et le rotor de la génératrice. Ce principe général de conversion est illustré sur la Figure 1.1.

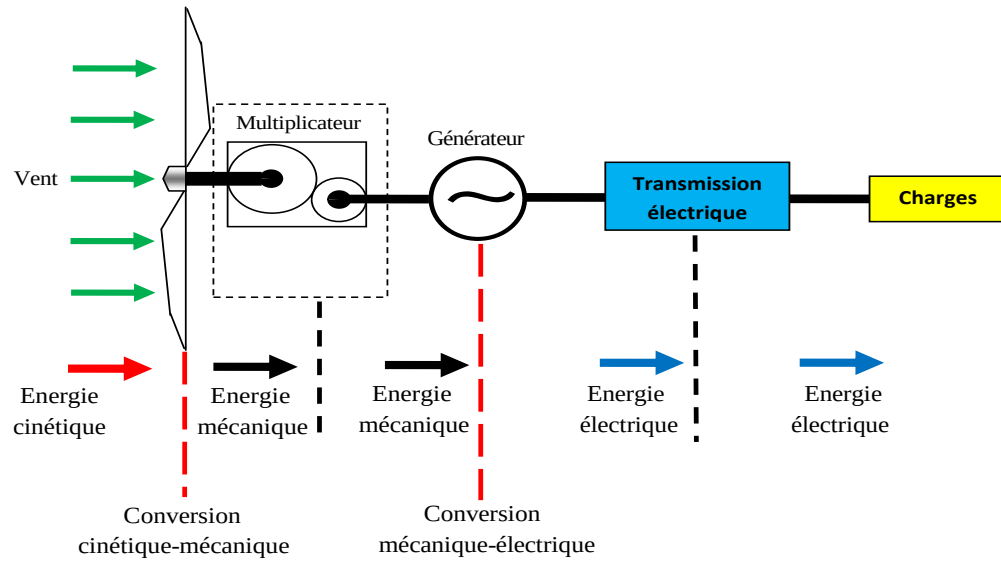


Figure 1.1 Principe de la conversion d'énergie d'une éolienne [Lav-05]

1.3. Modèle de la turbine éolienne

Le dispositif, étudié ici, est constitué d'une turbine éolienne comprenant 03 pales de longueur R entrainant une génératrice à travers un multiplicateur de vitesse de gain G (Figure 1.2).

1.3.1 Puissance aérodynamique

La puissance cinétique du vent est donnée par [Ela-04] :

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

Avec :

- P_v : la puissance contenue dans le vent.
- ρ : la masse volumique de l'air (approximativement $1,225 \text{ kg/m}^3$ à la pression atmosphérique et à 15°C).
- v : la vitesse du vent.
- R : le rayon de l'aérogénérateur ou la longueur d'une pale.

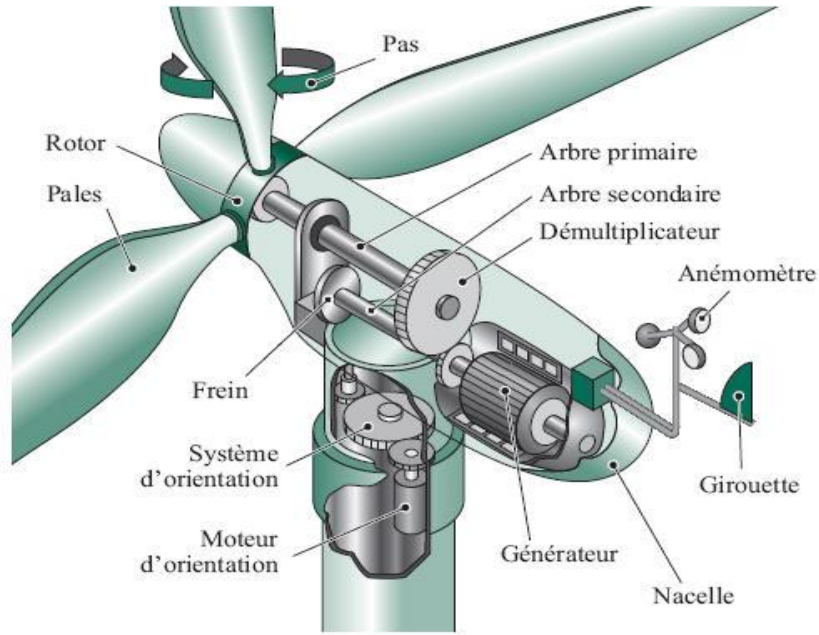


Figure 1.2 – Composants d'une turbine éolienne

La puissance mécanique captée par l'éolienne P_m est donnée par le coefficient de conversion de puissance :

$$C_p = P_m / P_v \quad (1.2)$$

$$P_m = P_v \times C_p = \frac{1}{2} C_p \rho \pi R^2 v^3 \quad (1.3)$$

Où C_p est le coefficient de conversion de puissance.

Pour une éolienne donnée, le coefficient C_p dépend de la caractéristique aérodynamique de l'éolienne et d'une fonction non linéaire complexe du rapport entre la vitesse à l'extrémité de la pale et la vitesse moyenne du vent appelée vitesse spécifique λ .

$$\lambda = \frac{R}{v} \omega_t \quad (1.4)$$

Avec :

- λ : la vitesse spécifique représentant le rapport entre la vitesse linéaire à l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent,
- ω_t : la vitesse de rotation de la turbine.

1.3.2 Coefficient de puissance aérodynamique

Le coefficient de puissance $C_p(\lambda, \beta)$ dépend du nombre de pales du rotor et de leurs formes géométriques et aérodynamiques [Cam-04]. Celles-ci sont conçues en fonction des caractéristiques d'un site, de la puissance nominale souhaitée, du type de régulation (en pitch ou par décrochage) et du type de fonctionnement (à vitesse fixe ou variable).

Le coefficient $C_p(\lambda, \beta)$ peut être obtenu, par des essais en soufflerie. Il se présente sous la forme d'une fonction non linéaire de λ et β , tabulée et décrite par une famille de polynômes [Con-96], [Vih-02]. La limite supérieure théorique du coefficient de puissance $C_{p_{\max}}$ est fournie par la loi de Betz [Fox-03] :

$$C_{p_{\max}} = \frac{16}{29} \approx 0.5926 \quad (1.5)$$

En général, les courbes C_p sont fournies par les fabricants à partir des essais sur le terrain [Car-04]. Des approximations numériques exprimant C_p en fonction du rapport de vitesse spécifique λ et de l'angle d'orientation des pales β peuvent être utilisées [Car-00] [Ste-89]. Donc, le modèle de turbine est:

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (1.6)$$

En pratique, les frottements et la force de traînée réduisent cette valeur à environ 0.5.

On peut aussi calculer une expression analytique de $C_p(\lambda, \beta)$ pour différentes valeurs de β . Pour un angle de calage β donné, l'expression analytique généralement utilisée est une régression polynômiale [Poi-03] :

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda + c_8 \beta} - \frac{c_2 c_9}{\beta^3 + 1} - c_3 \beta - c_4 \beta^{c_5} - c_6 \right) \exp \left(\frac{-c_7}{\lambda + c_8 \beta} - \frac{c_7 c_9}{\beta^3 + 1} \right) + c_{10} \lambda \quad (1.7)$$

Les paramètres de différentes références sont donnés dans le tableau 1.1. La forme typique des courbes C_p pour différents modèles de turbines peut être observée dans la Figure.1.3.

Tableau 1.1 : Paramètres des courbes de C_p pour différents modèles de turbines										
Modèles	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7	C_8	C_9	C_{10}
N°01	0.571	116	0.4	0	0	5	21	0.08	0.035	0.0068
N°02	0.22	116	0.4	0	0	5	12.5	0.08	0.035	0
N°03	0.73	151	0.58	0.002	2.14	13.2	18.4	-0.02	-0.003	0

La performance maximale $C_{p_{\max}}$ est atteinte lorsque l'angle d'orientation des pales β est égal à zéro. Le rapport de λ auquel cela se produit est le rapport de vitesse spécifique optimal λ_{opt} . Dans des conditions variables (lorsque la puissance produite est inférieure à la puissance nominale), les éoliennes à vitesse variable sont contrôlées de sorte que leur point de fonctionnement sur la courbe C_p reste autour de $C_{p_{\max}}$. Ceci est réalisé en maintenant le rapport de vitesse spécifique à la valeur λ_{opt} en ajustant la vitesse du rotor de manière appropriée lorsque la vitesse du vent change.

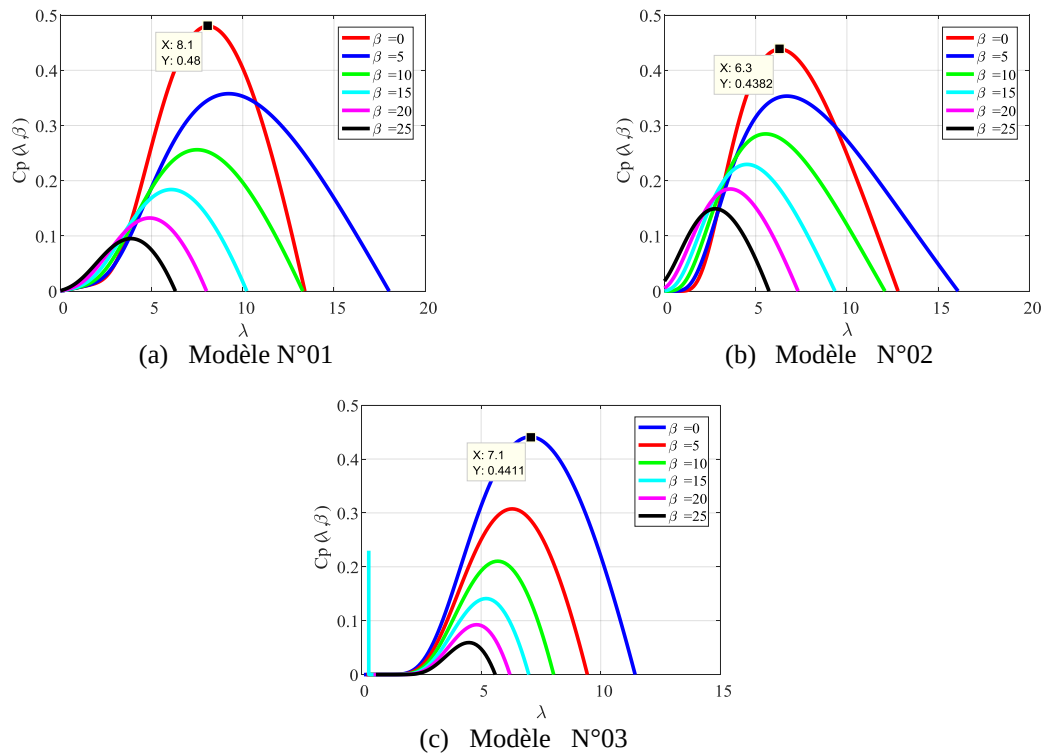


Fig. 1.3 : Courbes de C_p pour différentes références

Le coefficient de puissance de l'éolienne considérée dans cette étude est :

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) \exp\left(\frac{-21}{\lambda_i}\right) + 0.0068\lambda$$

$$\lambda_i = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$
(1.8)

1.3.3 Couple aérodynamique

L'énergie cinétique du vent capturée par l'aérogénérateur se transforme en énergie mécanique qui se traduit par un couple aérodynamique T_t faisant tourner le rotor à une vitesse ω_t . En termes de puissance, on peut écrire :

$$P_m = T_t \times \omega_t$$
(1.9)

En substituant l'expression (1.6) de P_m dans (1.9) et en tenant compte de (1.4), on peut réécrire l'expression du couple aérodynamique sous la forme :

$$T_t = \frac{1}{2\lambda} \rho \pi R^3 v^2 C_p(\lambda, \beta)$$
(1.10)

Ainsi le schéma bloc de la turbine éolienne est représenté en Figure 1.4.

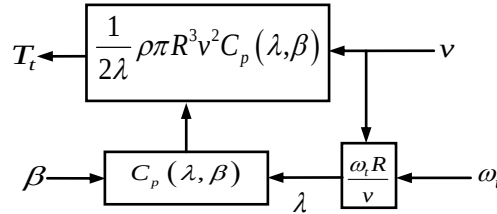


Figure 1.4 – Schéma bloc de la turbine éolienne

1.3.4 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 (vitesse lente) à celle que nécessite la génératrice ω_m (vitesse rapide) avec un rapport de vitesse G . Cela se traduit mathématiquement par les équations :

$$\omega_m = G \times \omega_t$$
(1.11)

$$T_m = T_t / G \quad (1.12)$$

T_m est le couple du multiplicateur de vitesse.

1.3.5 Modélisation de l'arbre mécanique

La transmission de puissance est composée de l'inertie du rotor de la turbine et de l'inertie de la génératrice. Dans le modèle mécanique proposé (fig.1.5), l'inertie totale J est celle de la génératrice J_m et l'inertie de la turbine J_t ramenée au rotor de la génératrice.

$$J = J_m + J_t / G^2 \quad (1.13)$$

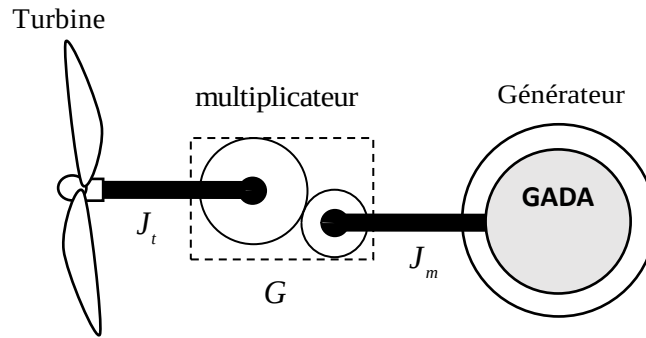


Figure 1.5. Schéma bloc de l'aérogénérateur

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

L'évolution de la vitesse mécanique de la génératrice ω_m dépend du couple mécanique appliqué au rotor de la génératrice T_{mec} qui est la résultante d'un couple électromagnétique produit par la génératrice T_{em} , d'un couple de frottement visqueux T_f et d'un couple du multiplicateur de vitesse T_m .

$$T_{mec} = J \frac{d\omega_m}{dt} + T_f \quad (1.14)$$

$$T_{mec} = T_m - T_{em} - T_f \quad (1.15)$$

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

$$T_f = f \omega_m \quad (1.16)$$

A partir des équations précédentes le schéma bloc de la turbine éolienne couplée à l'arbre de la génératrice à travers un multiplicateur de vitesse est représenté dans la figure 1.6.

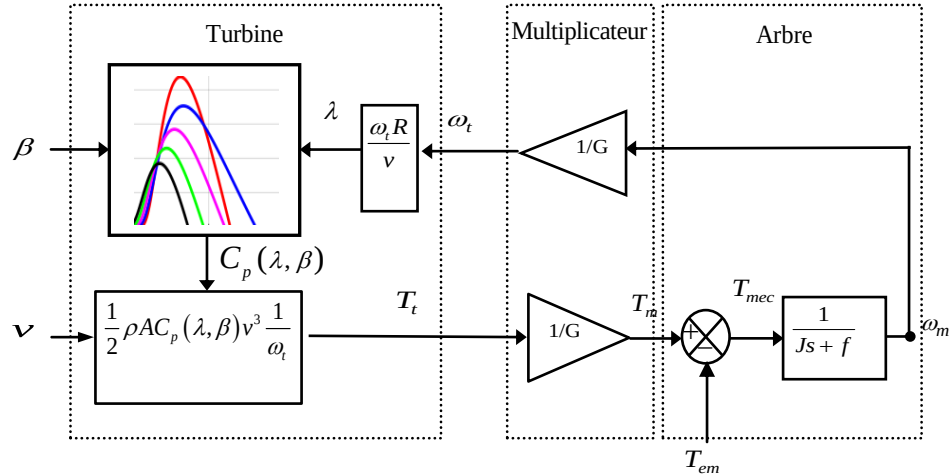


Figure 1.6. Schéma bloc de l'aérogénérateur complet

Cette figure montre que la turbine produit un couple aérodynamique T_t 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 T_t de la turbine en couple du multiplicateur T_m , et en même temps, il transforme la vitesse mécanique ω_m en vitesse de la turbine ω_t .

La vitesse mécanique de l'arbre de la génératrice ω_m résulte de l'application du couple moteur disponible à la sortie du multiplicateur T_m auquel s'oppose le couple électromagnétique T_{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.

1.3.6 Modèle du vent

La modélisation des aérogénérateurs nécessite une connaissance de la variation de la vitesse du vent au cours du temps. Cependant, cette source reste imprédictible et difficilement reproductible sur un site.

Dans un contexte de modélisation théorique, le profil de vent doit satisfaire deux critères :

- La durée du profil doit être limitée pour réduire le temps de simulation.
- Le profil du vent doit être représentatif des caractéristiques du gisement (intensité, variabilité, distribution statistique...).

L'évolution de la vitesse du vent en fonction du temps est modélisée par une fonction analytique ou générée par une loi statistique à partir des données de mesure pour un site donné.

Dans cette étude, nous avons représenté l'évolution de la vitesse du vent, par une fonction scalaire qui évolue dans le temps, modélisée sous forme déterministe par une somme de plusieurs harmoniques, présentée par [Dje-15] :

$$v(t) = v_w + 2\sin(\omega_w(t)) - 1.75\sin(3\omega_w(t)) + 1.5\sin(5\omega_w(t)) - 1.25\sin(10\omega_w(t)) + \sin(30\omega_w(t)) + 0.5\sin(50\omega_w(t)) + 0.25\sin(100\omega_w(t)) \quad (1.17)$$

Avec : v_w est le vent moyen et $\omega_w = \frac{2\pi}{100}$

La figure 1.7 représente le profil de la vitesse du vent simulée avec l'équation (1.17).

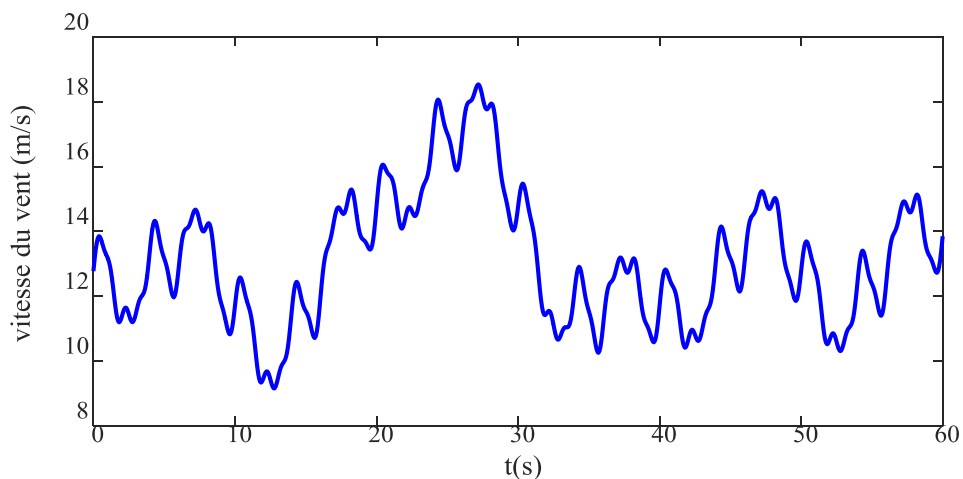


Figure 1.7– Profil du vent

1.3.7 Simulation du modèle de la turbine

Dans cette partie, on procède à la simulation numérique de la partie mécanique du système éolien (Fig. 1.6), en utilisant les modèles mathématiques établis précédemment.

La vitesse du vent v , l'angle d'orientation des pales β et le couple électromagnétique T_{em} fourni par la génératrice constituent les entrées du système tandis que le couple de sortie du multiplicateur T_m et la vitesse mécanique ω_m sont les sorties. L'angle d'orientation des pales est fixé à ($\beta = 0$) et le ratio de vitesse $\lambda = \lambda_{opt}$.

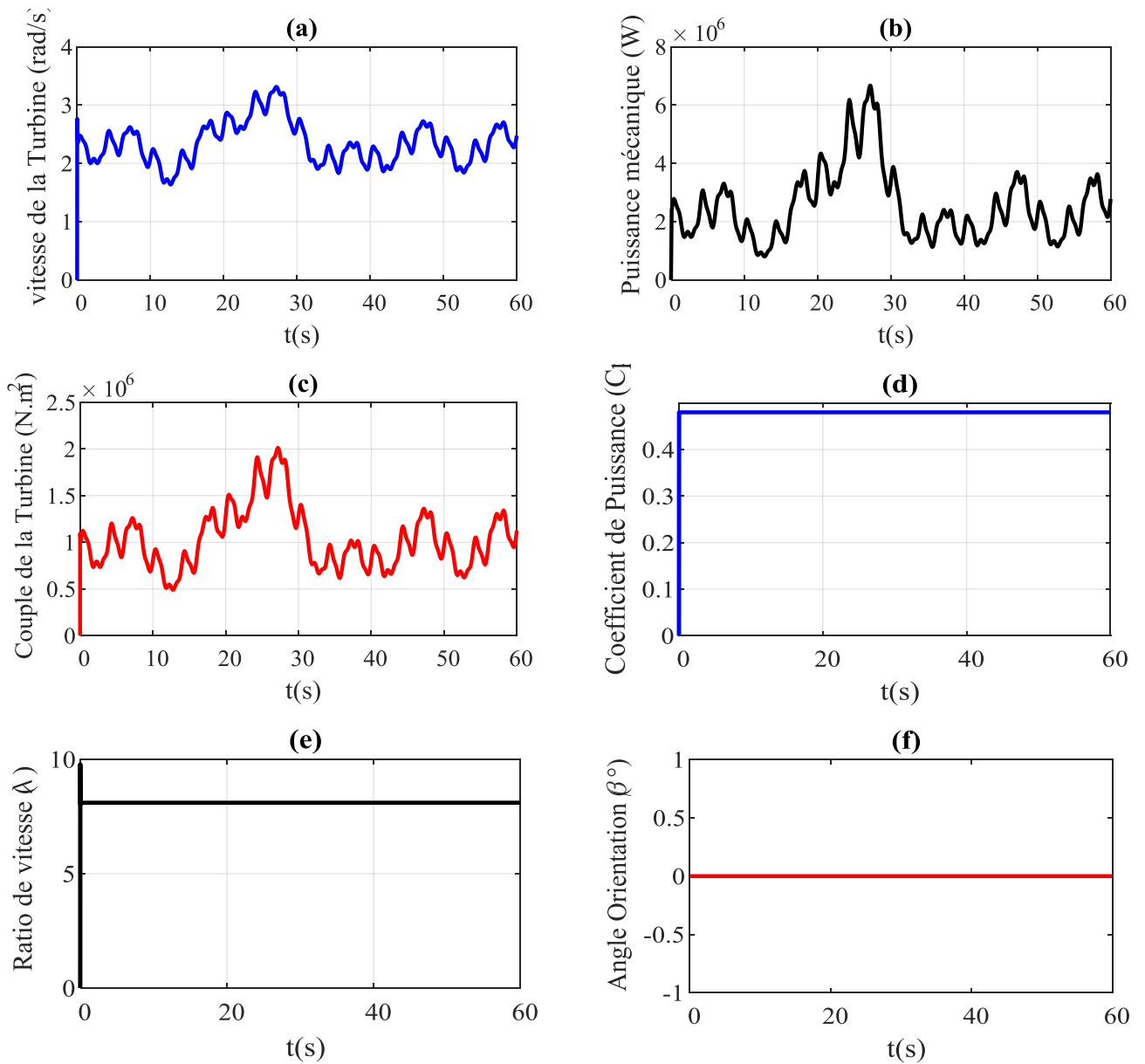


Figure 1.8 Simulation du fonctionnement de la turbine éolienne sans contrôle

1.3.8 Résultats de simulation

L'essai de simulation de la turbine éolienne a été effectué en utilisant le profil du vent montré sur la figure (1.7). La vitesse de la turbine et la puissance générée par la turbine sont illustrées respectivement sur les figures 1.8 (a-b). Le couple aérodynamique T_t et le coefficient de puissance C_p de la turbine sont illustrés respectivement dans les figures 1.8.(c-d).

La vitesse spécifique et l'angle d'orientation des pales sont illustrées dans les figures 1.8 (e-f).

1.4 Commande de la turbine éolienne

1.4.1 Configuration de la commande

Les constantes de temps du système électrique sont beaucoup plus faibles que celles des autres parties de l'aérogénérateur. Ceci permet de dissocier la commande de la génératrice de celle de la turbine et de définir ainsi deux niveaux de commande [Cam-04]:

1. Un module de commande de niveau 1 qui est appliqué à la génératrice électrique via les convertisseurs de puissance ainsi que le dispositif de calage.
2. Un module de commande de niveau 2 qui fournit les entrées β_{ref} et T_{em} du module du niveau 1.

Cette configuration des commandes est représentée sur la figure 1.9.

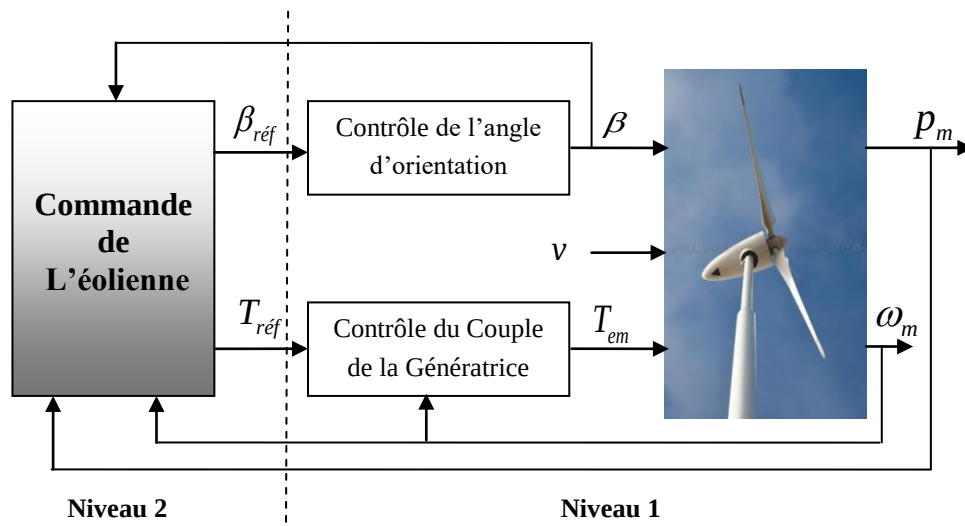


Figure 1.9 Niveaux de commande d'une éolienne à vitesse variable [Aba-11]

La commande de niveau 2 de l'aérogénérateur peut donc être réalisée sans modéliser la partie électrique [Cam-04].

1.4.2 Caractéristique puissance-vitesse d'une éolienne

L'objectif principal de la commande des éoliennes consiste en la génération d'une puissance électrique optimale et de bonne qualité. Cette importante notion de qualité de puissance générée au réseau électrique consiste en fait à la production d'une puissance électrique avec une parfaite continuité et dont les fluctuations ne dépassent pas un certain seuil préétabli. Cependant, l'éolienne ne produit pas le maximum de puissance sur toute sa plage de fonctionnement [Khe-10].

En effet, l'éolienne passe par trois zones de fonctionnement différentes en fonction de la vitesse du vent : zone I (zone d'arrêt ou pré démarrage), zone II (zone de charge partielle sous contrôle à MPPT) et zone III (zone de pleine charge sous contrôle Pitch) comme le montre le graphe de la Figure 1.10. [Ikn-14] [Cou-08].

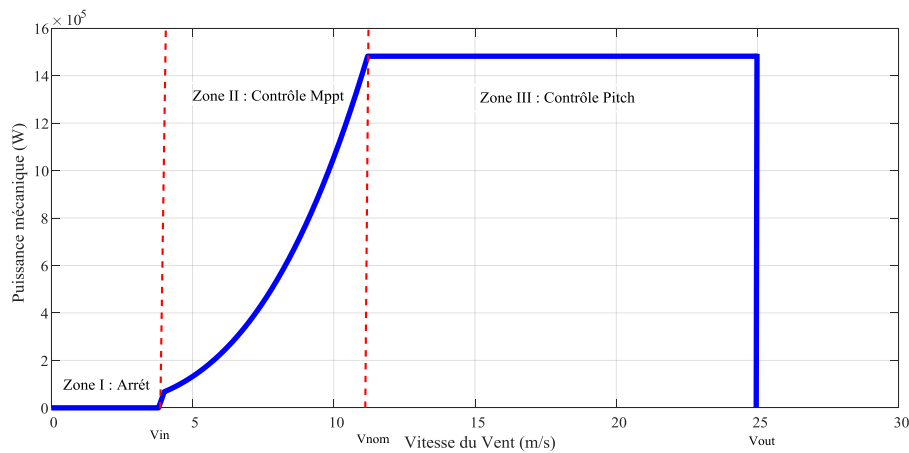


Figure 1.10 Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable.

- **Zone I** ($v \leq v_{in}$) : La vitesse du vent étant trop faible, elle n'est pas suffisante pour entraîner la rotation du rotor et donc, pour le démarrage de l'éolienne. La puissance à la sortie est alors égale à zéro.
- **Zone II** ($v_{in} < v < v_{nom}$) : Connue sous le nom de la zone de fonctionnement à Charge Partielle, la vitesse du vent atteint une vitesse v_{in} dite vitesse minimale du démarrage, la puissance disponible est donc suffisamment élevée pour que l'éolienne soit en

fonctionnement. Dans cette zone, la commande tient à contrôler la vitesse spécifique de la turbine de telle sorte qu'elle soit aux alentours de λ_{opt} . En fixant l'angle d'orientation β à zéro, le coefficient de puissance C_p sera à sa valeur maximale. Par la suite, la puissance extraite du vent est maximale (fonctionnement en MPPT).

- **Zone III** ($v_{nom} < v < v_{out}$) : Zone de fonctionnement à Pleine Charge. La vitesse du vent atteint des vitesses supérieures à la vitesse v_{nom} dite vitesse nominale. Dans cette zone, la commande tient à réguler la puissance mécanique et la vitesse de rotation à leurs valeurs nominales afin d'assurer la protection des organes de l'éolienne. Cette action est réalisée par le contrôle de l'angle d'orientation des pales β « *Pitch control* ».

Dès que la vitesse du vent atteint sa valeur v_{out} dite vitesse maximale, une procédure d'arrêt de l'éolienne sera effectuée afin d'éviter toute destruction de celle-ci.

1.4.3 Stratégies de commande de la turbine éolienne

Dans la cadre de notre travail, nous nous intéresserons plus particulièrement à des points de fonctionnement de l'éolienne qui se situant dans la zone II (MPPT) et dans la zone III (Pitch control).

Dans le domaine de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable, on distingue deux régions: en dessous et au dessus de la puissance nominale de la turbine.

1.4.3.1 Commande de la turbine au dessous de la puissance nominale

Dans le cas où la vitesse du vent est au dessous de sa valeur nominale, il existe différentes stratégies de commande pour contrôler le couple électromagnétique de la génératrice afin de régler la vitesse de rotation de manière à maximiser la puissance électrique produite.

Ce principe est connu sous la terminologie MPPT (figure 1.11).

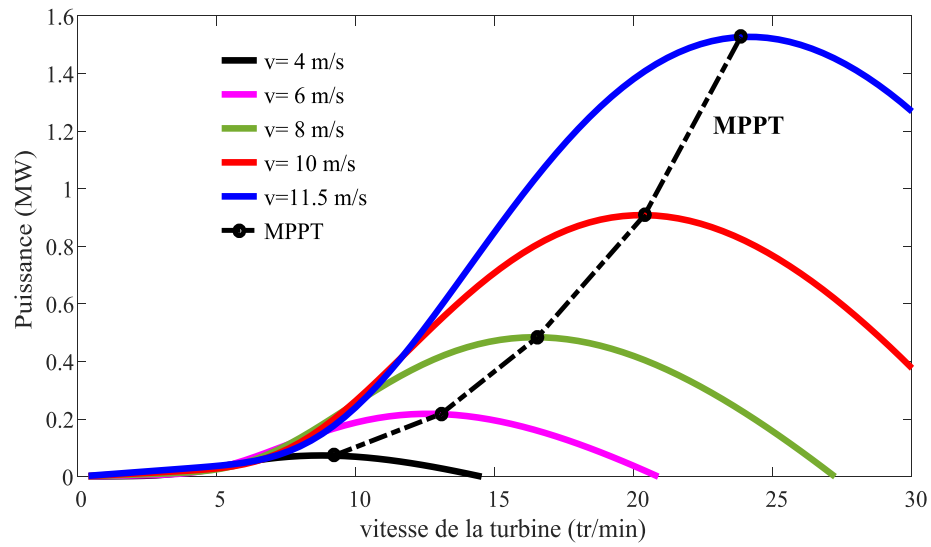


Fig. 1.11 Courbe MPPT d'une turbine 1.5MW

Dans ce cas, on peut distinguer deux stratégies de commande à MPPT:

1. La commande à MPPT avec un couple optimal (Fig. 1.12).
2. La commande à MPPT avec une vitesse optimale (Fig. 1.13).

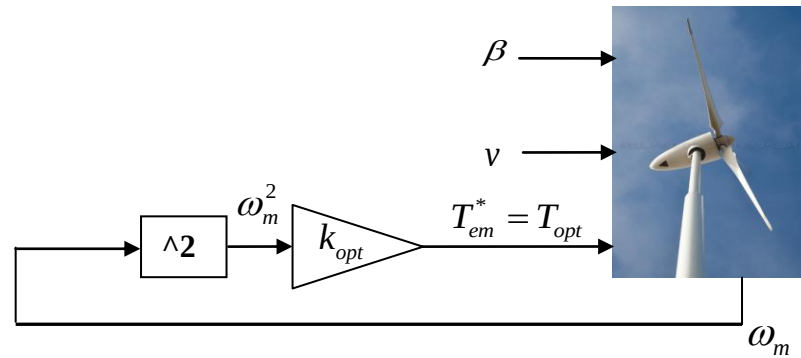


Fig. 1.12 Commande MPPT avec un couple optimale [Aba-11]

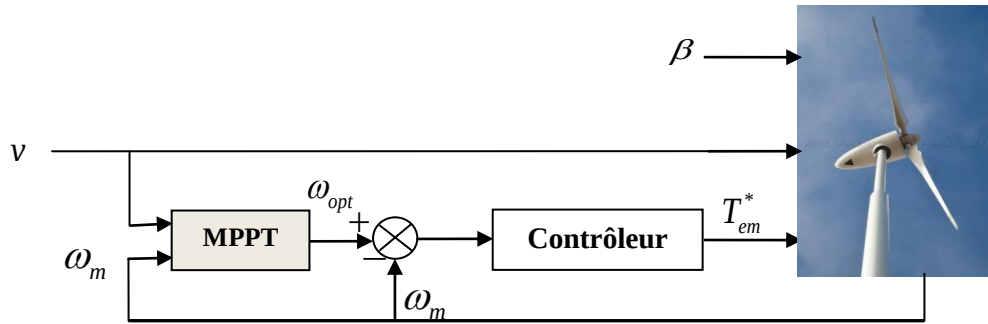


Figure 1.13 Commande MPPT avec une vitesse optimale [Aba-11]

1.4.3.1.1 Maximisation de la puissance avec un couple optimal

Cette structure de commande repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent devant les constantes de temps électriques du système éolien, ce qui implique que le couple d'accélération de la turbine peut être considéré comme nul [Pet-05], [Aba-11], [Lop-07]. Dans ce cas, à partir de l'équation dynamique de la turbine (1.14), on obtient l'équation statique décrivant le régime permanent de la turbine:

$$T_{mec} = J \frac{d\omega_m}{dt} + T_f = 0 = T_m - T_{em} \quad (1.18)$$

Ceci revient à considérer le couple mécanique T_{mec} développé comme étant nul. Donc, en négligeant l'effet du couple des frottements visqueux ($T_f = f\omega_m = 0$), on obtient:

$$T_{em} = T_m \quad (1.19)$$

L'équation précédant signifie que le couple électromagnétique de réglage est déterminé à partir d'une estimation du couple éolien T_{t-est} :

$$T_{em}^* = \frac{1}{G} T_{t-est} \quad (1.20)$$

Une estimation de la vitesse de rotation de la turbine, notée ω_{t-est} , est obtenue à partir de la mesure de la vitesse de rotation de la génératrice :

$$\omega_{t-est} = \frac{1}{G} \omega_{m-est} \quad (1.21)$$

Une mesure précise de la vitesse du vent étant difficile, une estimation de celle-ci, notée v_{est} , est obtenue à partir de l'estimation de la vitesse rotation de la turbine :

$$v_{est} = \frac{R}{\lambda} \omega_{t-est} \quad (1.22)$$

Après calcul on aboutit à 1' équation suivante :

$$T_{em}^* = \frac{C_p}{\lambda^3} \frac{\rho \pi R^5}{2} \frac{\omega_{m-est}^2}{G^3} \quad (1.23)$$

Pour extraire le maximum de la puissance générée, il faut fixer le ratio de vitesse à la valeur λ_{opt} qui correspond au maximum du coefficient de puissance $C_{p_{max}}$. Le couple électromagnétique de référence doit alors être réglé à la valeur suivante :

$$T_{em}^* = \frac{C_{p_{max}}}{\lambda_{opt}^3} \frac{\rho \pi R^5}{2} \frac{\omega_{m-est}^2}{G^3} \quad (1.24)$$

L'expression du couple de référence peut se mettre donc sous la forme suivante :

$$T_{em}^* = k_{opt} \omega_{m-est}^2 \quad (1.25)$$

Tel que :

$$k_{opt} = \frac{C_{p_{max}}}{\lambda_{opt}^3} \frac{\rho \pi R^5}{2G^3} \quad (1.26)$$

Le schéma bloc du contrôle de la turbine avec couple optimal est illustré dans la figure 1.14

1.4.3.1.2 Simulation de la commande à MPPT avec un couple optimal

L'ensemble du système éolien et sa commande est simulé en utilisant le logiciel Matlab/Simulink, en considérant une éolienne de 1.5MW dont les paramètres sont donnés en annexe . L'éolienne a été soumise a un vent moyen figure (1.15) qui correspond beaucoup plus au fonctionnement dans la zone à MPPT.

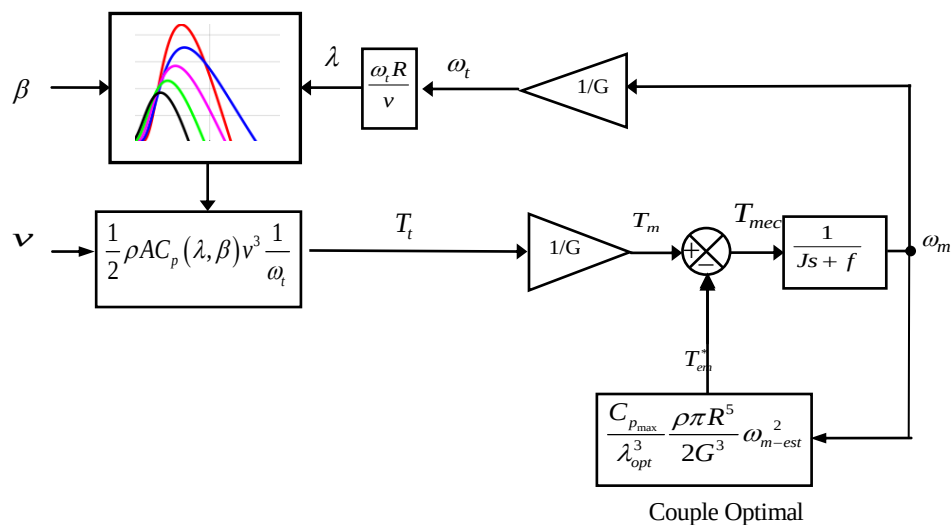


Figure 1.14 : Schéma bloc de la commande MPPT avec couple optimal.

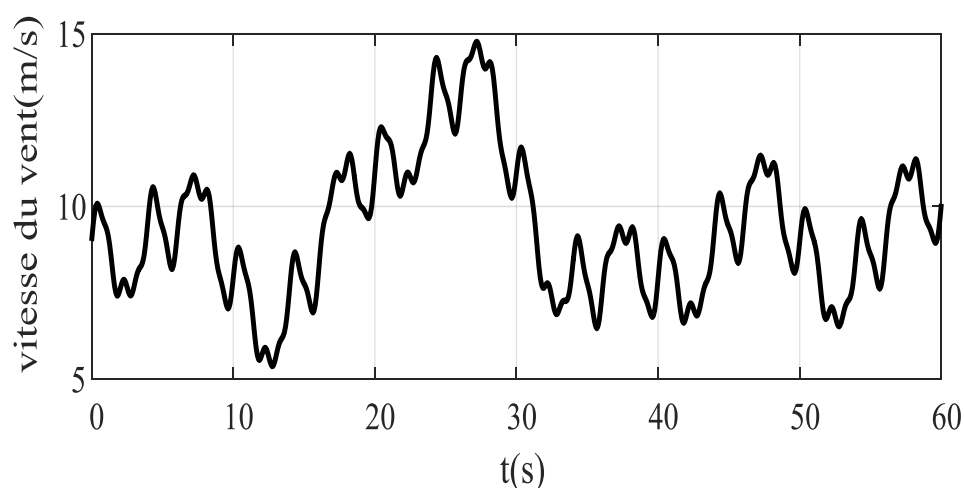


Figure 1.15– Profil du vent moyen

La figure 1.16 présente les résultats de simulation du système éolien commandé par la stratégie MPPT avec couple optimale. Les figures 1.16(a-b-c-d-e-f) montrent respectivement: la vitesse de rotation mécanique de la turbine, la puissance aérodynamique maximale extractible du vent, le couple aérodynamique, le coefficient de puissance, la vitesse spécifique (ratio de vitesse), ainsi que l'angle d'orientation des pales. Les résultats de simulation correspondant à cette stratégie de commande montrent que les variations de la vitesse de la turbine sont adaptées à la variation de la vitesse du vent (figure 1.16-a). L'extraction du maximum de puissance du vent est toujours achevée (figure 1.16-b), en

imposant un couple de référence égal au couple généré (figure 1.16-c). le coefficient de puissance maximal et le ratio de vitesse optimal sont maintenus comme montrer aux figures 1.16-e et 1.16-f.

Pour les différents résultats, les grandeurs relatives à la turbine suivent leurs références, avec un temps de réponse important au démarrage et une erreur statique non nulle en régime permanent et qui se répercute sur l'efficacité énergétique du système éolien. Ceci à pour principale cause l'absence de régulation de la vitesse de la turbine.

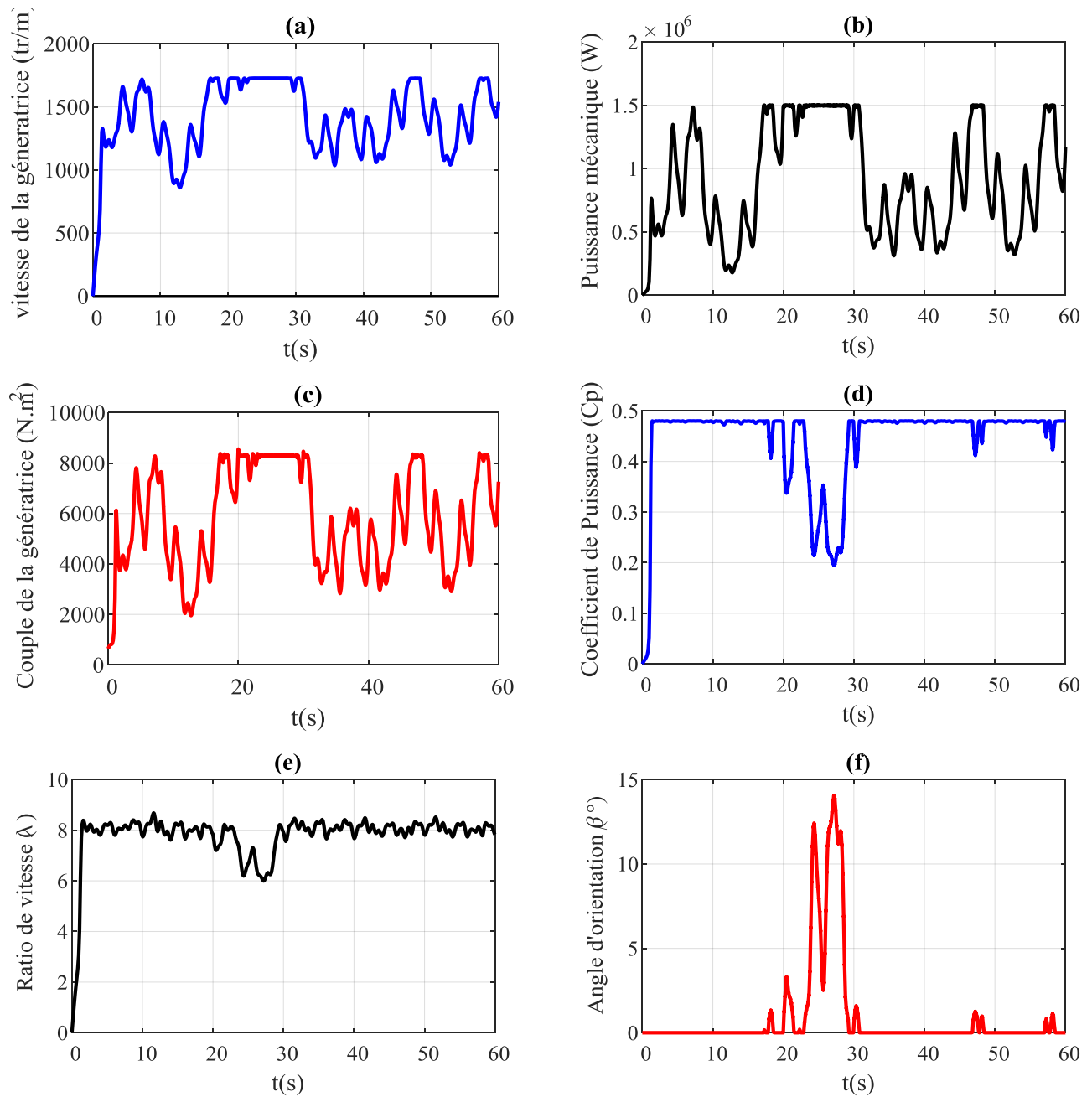


Figure 1.16 Simulation de la commande à MPPT avec couple optimal

1.4.3.1.3 Maximisation de la puissance avec une vitesse optimale

Cette technique d'extraction du maximum de puissance consiste à déterminer la vitesse de la génératrice ω_m qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée. Ainsi, on doit régler le couple sur l'arbre de la génératrice de manière à fixer la vitesse de rotation de celle-ci à une vitesse de référence. Pour réaliser ceci, un asservissement de la vitesse de rotation de la génératrice doit être effectué, comme le montre la Figure 1.17 [Ham-11], [Mir-05], [Gai-06]. Alors, le couple de référence T_{em}^* permettant d'obtenir une vitesse de rotation ω_m égale à sa valeur de référence ω_m^* est obtenu en sortie du régulateur de vitesse et est déterminé par la relation suivante [Ham-11], [Sad-09]:

$$T_{em}^* = Kpi (\omega_m^* - \omega_m) \quad (1.27)$$

Où Kpi : est le régulateur de vitesse de type PI

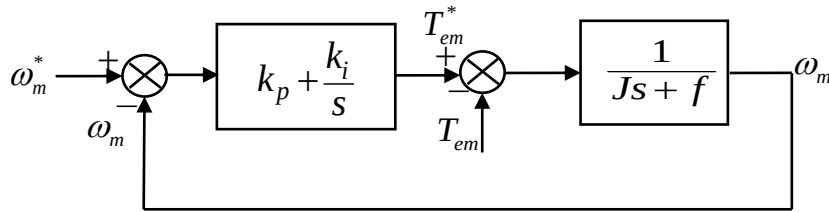


Fig.1.17 Structure du contrôleur PI pour la régulation de vitesse

La référence de la vitesse de la turbine correspond à celle de la valeur optimale du ratio de vitesse λ_{opt} permettant d'obtenir la valeur maximale du C_{pmax} . Alors on peut écrire:

$$\omega_m^* = \omega_{opt} = v \frac{\lambda_{opt}}{R} \quad (1.28)$$

Les expressions des paramètres du régulateur PI pour la boucle d'asservissement de la vitesse de rotation sont obtenues par la méthode de placement des pôles.

l'identification de la fonction de transfert de ce régulateur avec l'équation (1.14) qui modélise la partie mécanique de la turbine donne :

$$f(s) = \frac{(K_p s + K_i)}{Js^2 + (f + K_p)s + K_i} \quad (1.29)$$

$f(s)$ est une fonction de transfert de second ordre:

$$f(s) = \frac{1}{J} \frac{(K_p s + K_i)}{s^2 + (2\zeta\omega_n)s + \omega_n^2} \quad (1.30)$$

Les expressions des gains proportionnel et intégral du régulateur PI sont obtenues par :

$$\begin{cases} K_p = J 2\omega_n \zeta - f \\ K_i = J \omega_n^2 \end{cases} \quad (1.31)$$

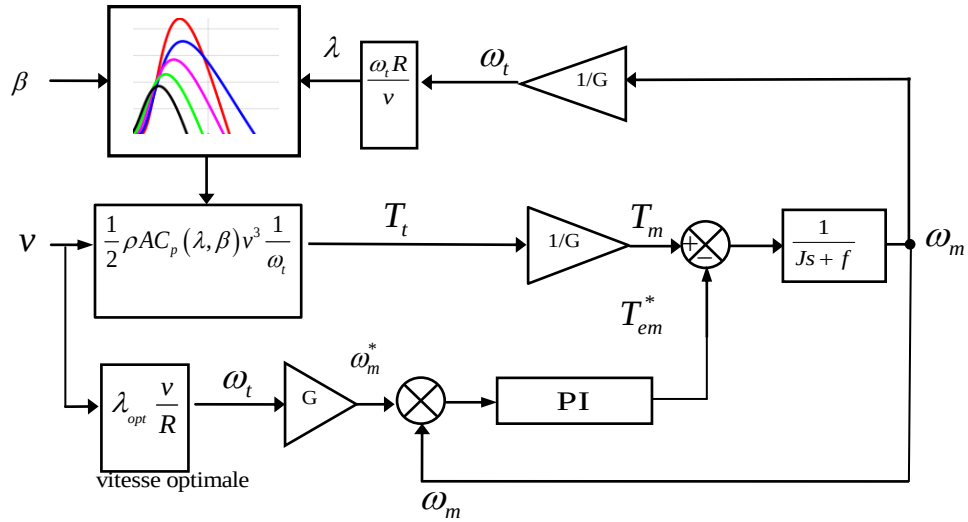


Figure 1.18. Schéma bloc de la commande MPPT avec vitesse optimale

1.4.3.1.4 Simulation de la commande à MPPT avec une vitesse optimale :

Nous présentons dans cette section les résultats de simulation de la commande de la turbine éolienne avec la stratégie MPPT avec vitesse optimale.

La simulation est mise en œuvre avec le même profil du vent utilisé dans la stratégie MPPT avec couple optimal.

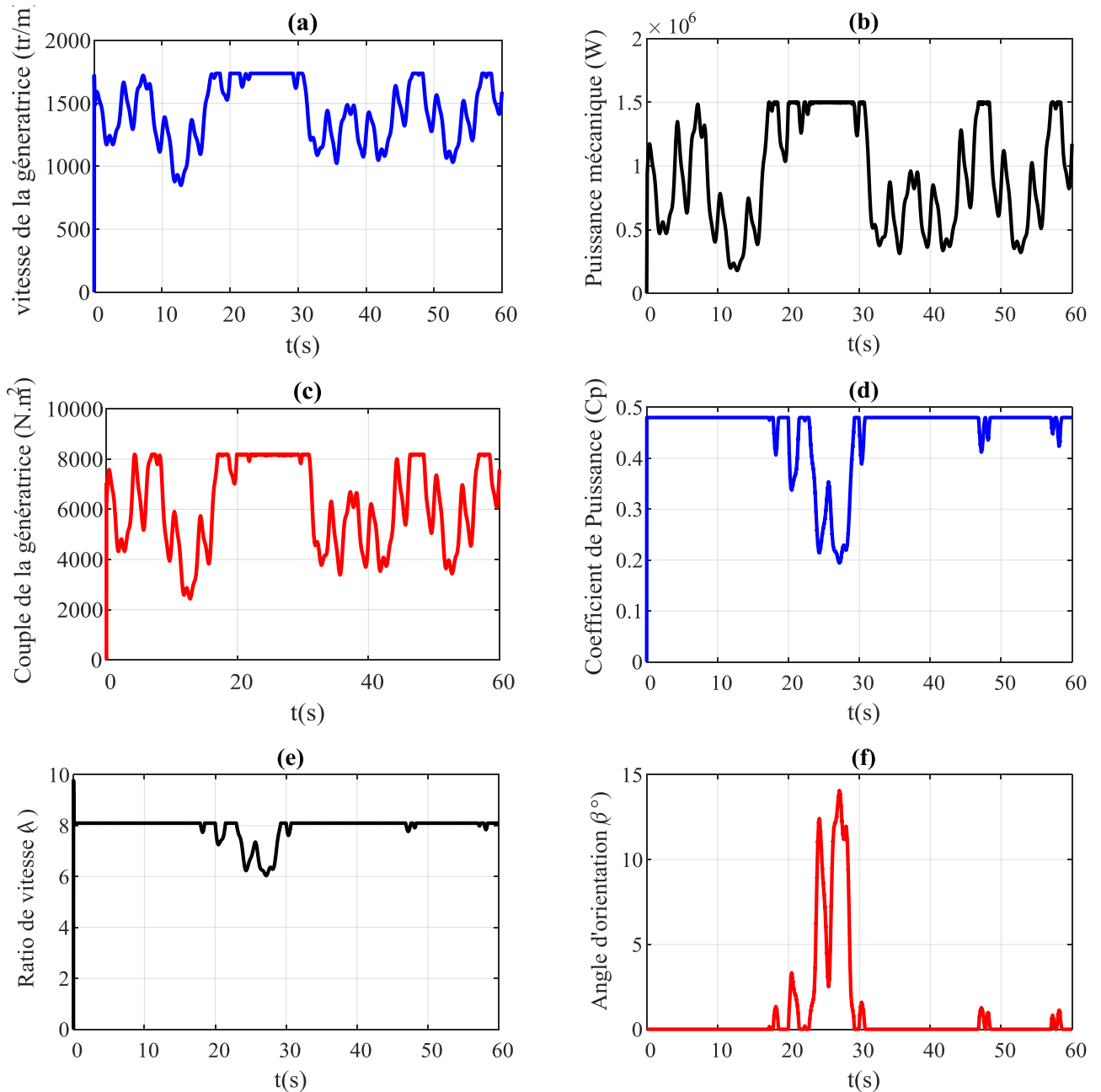


Figure 1.19 Simulation de la commande MPPT avec vitesse optimale

La vitesse de rotation du générateur ainsi que sa référence, la puissance aérodynamique de la turbine, le coefficient de puissance de la turbine et la vitesse relative sont montrés respectivement sur les figures 1.19-(a-b-c-d).

Les résultats obtenus montrent des performances statiques et dynamiques meilleures, une bonne poursuite de la consigne contrôlée (vitesse) et un temps de réponse souhaitable offert par le régulateur PI.

La figure 1.19-a montre qu'un meilleur contrôle en boucle fermée de la vitesse est achevé en régime transitoire et en régime permanent. Une petite variation de la vitesse du vent introduit une grande variation de la puissance extraite car elle est proportionnelle au cube de la vitesse du vent (figure 1.19-b); et on s'aperçoit que le rendement aérodynamique est quasiment constant (rendement aérodynamique maximal) sur toute la plage de la vitesse du vent (figure 1.19-c), en imposant un ratio de vitesse optimal λ_{opt} comme la montre la figure 1.19-d.

1.4.3.2 Commande de la turbine au dessus de la puissance nominale

1.4.3.2.1 Système d'orientation des pales

Lorsque la vitesse du vent dépasse la valeur nominale (Zone III), la puissance que la turbine peut extraire du vent est supérieure à la valeur nominale de la génératrice, dans ce cas le contrôle de la turbine s'appuie sur le système d'orientation des pales (*Pitch control*) qui sert à limiter la puissance extraite en variant l'angle de calage β des pales (figure.1.20).

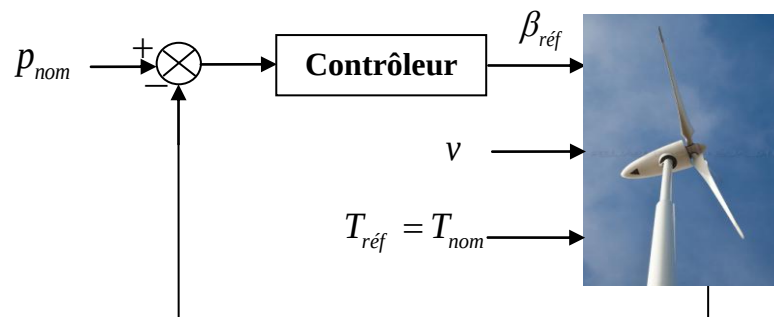


Fig. 1.20 Schéma bloc du contrôle de l'angle d'orientation [Aba-11]

Le mécanisme de positionnement des pales consiste à orienter les pales suivant un angle de référence β_{ref} par l'intermédiaire d'un servomoteur [Poi-03], [Cam-04]. En réglant l'angle d'orientation des pales, on modifie les performances de la turbine, et plus précisément le

coefficient de puissance. Les pales sont face au vent en basses vitesses, puis pour les fortes vitesses de vent, s'inclinent pour dégrader le coefficient de puissance.

Le système de contrôle Pitch génère alors un angle d'orientation de référence qu'on note : $\beta_{réf}$. La dynamique de l'actionneur pitch est généralement décrite par la fonction de transfert de premier ordre suivante :

$$\beta = \frac{1}{\tau_\beta s + 1} \beta_{réf} \quad (1.32)$$

τ_β étant la constante de temps du système de premier ordre de l'actionneur pitch.

Lors de la modélisation du système d'orientation de pales, il est très important de modéliser la vitesse de variation de cet angle. En effet, compte tenu des efforts subis par les pales, la variation de l'angle d'orientation doit être limitée à 10°/s. La valeur de saturation de l'angle d'orientation en position est de 45°. [Sad-09].

La Figure 1.21 présente le modèle de l'actionneur de l'angle d'orientation :

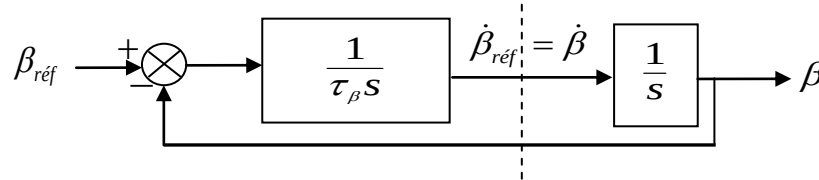


Fig.1.21 Modèle de l'actionneur de l'angle d'orientation

La référence de l'angle de calage $\beta_{réf}$ provient du contrôle de puissance mécanique P_m , régulée autour de sa puissance nominale. Tant que la vitesse du vent n'atteint pas sa valeur nominale, le mécanisme d'orientation des pales n'intervient pas et β vaut 0.

1.4.3.2.2 Régulation de l'angle avec un correcteur PI

Les régulateurs les plus utilisés dans la régulation de l'angle d'orientation des pales sont de type PI, dont l'expression est donnée par :

$$\frac{\dot{\beta}_{réf}}{\varepsilon_p} = k_{p\beta} + \frac{k_{i\beta}}{s} \quad (1.33)$$

En boucle fermée, la réponse est donnée par l'expression suivante :

$$\beta = \frac{\frac{k_{p\beta}}{k_{i\beta}} s + 1}{\frac{1}{k_{i\beta}} s^2 + \frac{k_{p\beta}}{k_{i\beta}} s + 1} \beta_{réf} \quad (1.34)$$

Le calcul des différentes boucles de régulation pour l'asservissement de l'angle d'orientation est une tâche complexe qui dépend de plusieurs paramètres, [Han-03], [Gud-05]. Dans ce travail, on se limite à la modélisation du système de régulation de l'angle d'orientation à partir des boucles de régulation déjà développées par d'autres auteurs (Figure 1.22) , [Ten-09], [Lav-05].

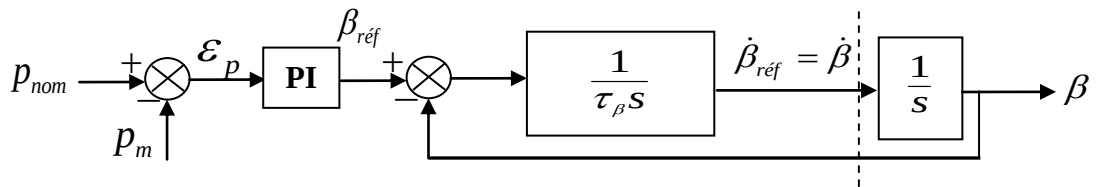


Fig.1.22 Modèle du système de régulation de l'angle d'orientation

1.4.3.2.3 Fonctionnement à vitesse constante

Lorsque la turbine fonctionne au dessus de la puissance nominale , elle ne doit pas être contrôlée pour extraire le maximum de la puissance éolienne. La vitesse de la turbine doit alors être rendue constante.

L'algorithme de maximisation de la puissance (MPPT) doit être remplacé par un algorithme permettant d'obtenir un fonctionnement à vitesse égale a sa valeur nominale.. Deux cas sont à considérer selon qu'un contrôle avec vitesse optimale ou avec couple optimal est utilisé. Lorsqu'un contrôle avec vitesse optimale est utilisé, il suffit d'appliquer une vitesse de référence constante plutôt que celle générée par l'algorithme de maximisation de la puissance.

Lorsqu'un contrôle avec couple optimal est utilisé, le ratio de vitesse doit être réglé pour maintenir une vitesse constante. Pour cela, on utilise une mesure de la puissance électrique (P_{elec}) qu'on suppose égale à la puissance aérodynamique.

$$P_{elec} = P_m \quad (1.35)$$

$$P_{elec} = \frac{1}{2} C_p \rho S v^3 \quad (1.36)$$

$$P_{elec} = \frac{1}{2} C_p \rho S \left(\frac{R}{\lambda} \Omega_t \right)^3 \quad (1.37)$$

Dès lors la relation de vitesse qui permet d'obtenir un fonctionnement à vitesse constante est :

$$\lambda_{\Omega_{const}} = \sqrt[3]{\frac{1}{2} C_p \rho S \frac{1}{P_{elec}} R \Omega_t} \quad (1.38)$$

1.4.3.2.4 Simulation du contrôle Pitch

Pour faire apparaître le rôle du contrôle de l'angle d'orientation, nous avons appliqué à la turbine un profil de vent assez fort atteignant 18 m/s. (Figure 1.23).

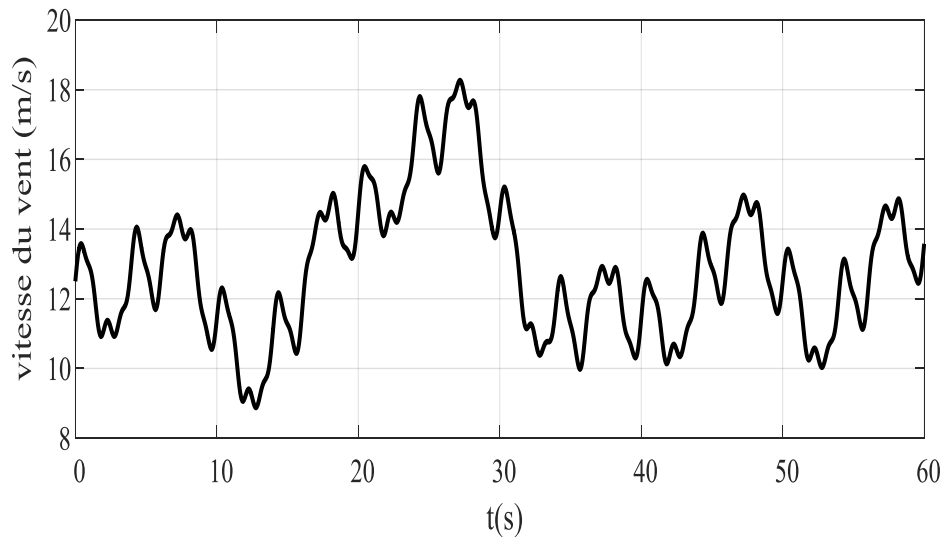


Fig.1.23 Profil du vent fort

En appliquant, les lois de réglages, dans les zones correspondantes, on obtient sur la Figure 1-24 (a-b-c-d-e), la caractéristique de fonctionnement de la turbine, qui met en évidence les zones de fonctionnement retrouvées en théorie. En zone III, l'angle d'orientation de la pale subit une augmentation pour limiter la puissance générée, et le coefficient de puissance diminue pour un fonctionnement à vitesse constante.

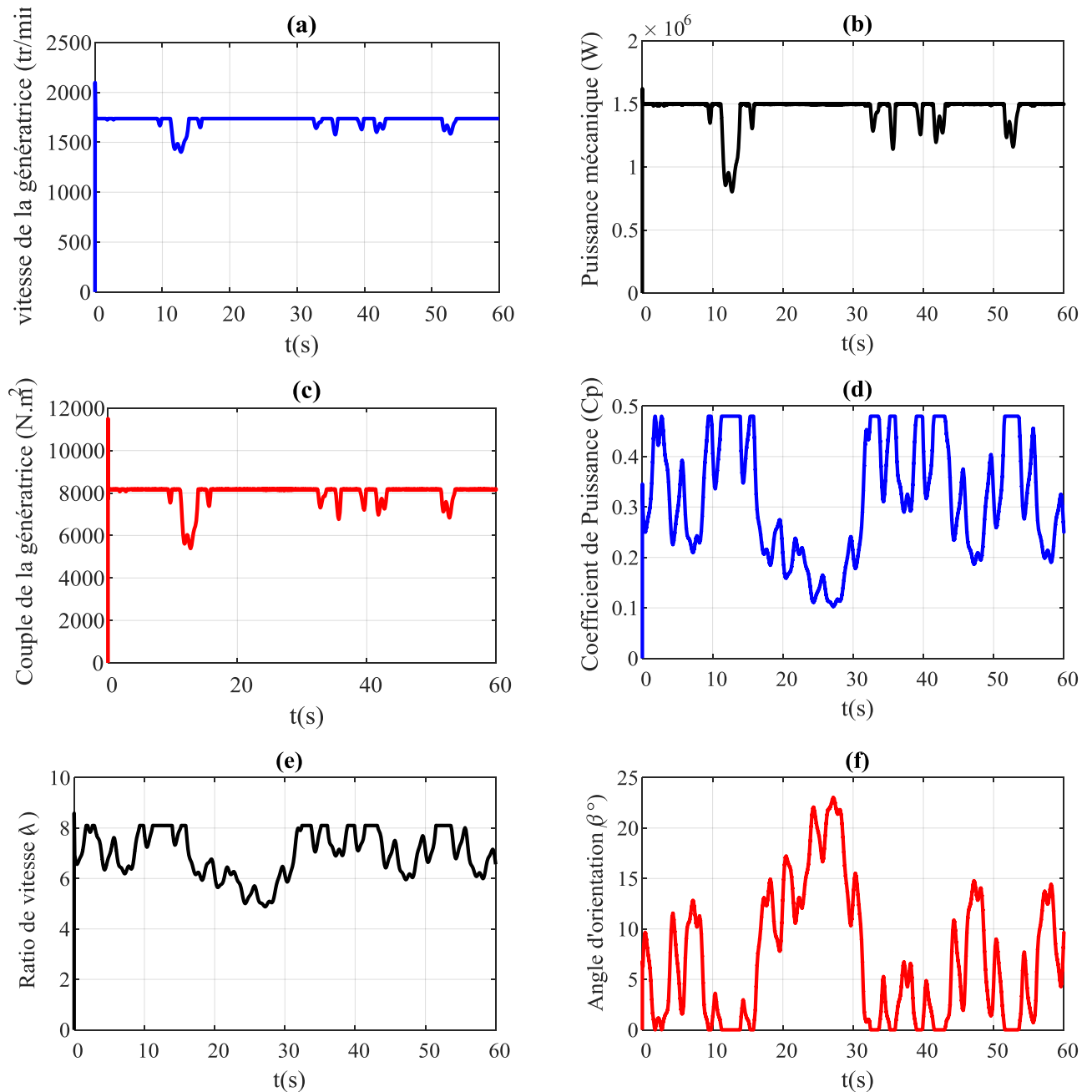


Figure 1.24 Simulation du contrôle de l'angle d'orientation des pales

1.5. Conclusion

Ce chapitre a traité de la modélisation et la commande d'une éolienne à vitesse variable basé sur une GADA.

Dans un premier temps, nous avons procédé à l'étude et à la modélisation des différents constituants d'une éolienne. En effet, les modèles analytiques des différents constituants d'une éolienne à vitesse variable à savoir le coefficient de puissance, les modèles aérodynamique et mécanique de la turbine ont été développés ainsi que le profile du vent appliqué.

Ensuite, nous nous sommes intéressés à la commande de la turbine éolienne dans la zone de fonctionnement optimale, permettant à l'éolienne d'extraire le maximum de puissance disponible dans le vent. Deux méthodes de contrôle MPPT ont été examinées et détaillées. L'observation des différents résultats obtenus montrent un bon comportement du système éolien pour la commande avec asservissement de vitesse.

La dernière partie de ce chapitre a fait l'objet d'une étude permettant d'illustrer les principales méthodes pour contrôler la puissance recueillie par la turbine lorsque le vent devient trop élevé, et ainsi limiter cette puissance à sa valeur nominale afin d'éviter son endommagement.

Chapitre 2

Modélisation de la Partie Electrique du Système Eolien Hybride Vent-Batterie

2.1 Introduction

Ce chapitre porte sur la conception et la modélisation de la partie électrique du système éolien hybride vent-batterie basé sur une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) pour la conversion d'énergie éolienne. La topologie hybride vent-batterie a été proposée dans plusieurs travaux [Kri-14] [Iza-16] [Sin-14]. Dans cette structure, représentée sur la figure (2.1), le convertisseur côté réseau est remplacé par un système de stockage d'énergie par batteries (SSEB) pour assurer le rôle du bus continu DC. La description des composants du système éolien hybride vent-batterie est expliquée en détail.

2.2 Eléments électriques du système éolien hybride vent batterie

La topologie du système éolien de production d'énergie proposée dans cette étude utilise un seul convertisseur à source de tension (*single voltage source converter*). Il comprend, une turbine éolienne à vitesse variable qui assure la conversion de l'énergie du vent en électricité munie d'une génératrice asynchrone à double alimentation GADA associée à un onduleur à IGBT alimenté par une série de batterie qui remplace le convertisseur et assure le stockage d'énergie.

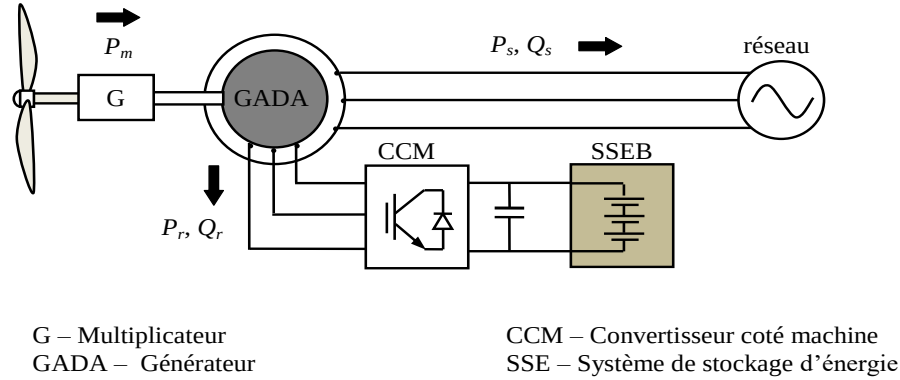


Fig. 2.1 Système éolien hybride vent-batterie basé sur une GADA [Iza-16]

2.3 Principe de fonctionnement de la génératrice asynchrone à double alimentation

La génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) est une machine à induction qui peut être alimentée à la fois par les bornes du stator et par les bornes du rotor. Pour ce qui va suivre, il est supposé que les enroulements du stator et du rotor sont répartis de manière sinusoïdale et que l'entrefer est uniforme. Lorsque les enroulements du stator sont directement connectés à un réseau électrique, la tension du stator pulse à la fréquence du réseau f_s .

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone à double alimentation avec différents niveaux de fréquence (avec f_s pour le côté réseau-stator et f_r pour le côté rotor) est présenté à la figure 2.2.

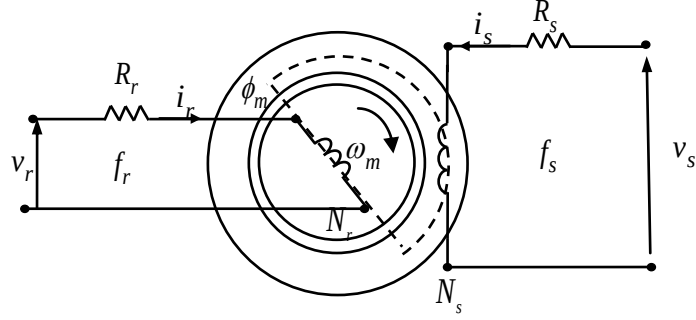


Fig.2.2 Représentation monphasée de la GADA

La fréquence de la tension du stator est donnée par :

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (2.1)$$

Où f_s est la fréquence fixe réseau-stator. Lorsque le rotor de la GADA tourne, une force électromotrice induite (FEM) dans les enroulements du rotor tourne à la fréquence de glissement. Étant donné que les forces électromotrices induites dans les enroulements du rotor dépendent de la vitesse relative entre la fréquence du stator et la vitesse électrique de l'arbre du rotor, le courant et la tension dans les enroulements du rotor dépendent de la vitesse angulaire de glissement. La fréquence angulaire de glissement est donnée par:

$$\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r \quad (2.2)$$

Où ω_{sr} est la fréquence angulaire de glissement et ω_r est la vitesse électrique angulaire de l'arbre. Le terme commun utilisé pour décrire la relation entre la vitesse angulaire du stator et les vitesses angulaires électriques de l'arbre du rotor est donné par :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r} \quad (2.3)$$

Où g est le glissement.

La relation entre la vitesse angulaire de l'arbre mécanique et électrique est donnée par :

$$\omega_r = P_p \omega_m \quad (2.4)$$

Où P_p représente le nombre de paires de pôles dans le stator de la GADA et ω_m la vitesse mécanique de l'arbre. Il existe trois modes de fonctionnement de la GADA en fonction de la vitesse de rotation de l'arbre du rotor. Ce sont le mode hyposynchrone, le mode hypersynchrone et le mode synchrone. La relation entre la fréquence angulaire de glissement et la fréquence angulaire du stator est donnée par :

$$\omega_{sr} = g \omega_s \quad (2.5)$$

De plus, la relation entre la fréquence du stator et la fréquence de glissement peut être exprimée comme suit:

$$f_{sr} = g f_s \quad (2.6)$$

Où f_{sr} est la fréquence de glissement.

2.4 Flux de puissance dans les systèmes basés sur la GADA

Comme mentionné précédemment, on peut distinguer trois modes de fonctionnement de la génératrice asynchrone à double alimentation, chacun ayant une puissance spécifique. Il s'agit du mode de fonctionnement synchrone, du mode de fonctionnement hypersynchrone et du mode de fonctionnement hyposynchrone. Les différents signes de puissance selon le mode de fonctionnement dans le système basé sur la GADA sont présentés dans le tableau 2.1.

Tableau 2.1 Modes de fonctionnement d'une GADA		
glissement	Mode opératoire	Signe des puissances
$0 < g < 1$	Mode hyposynchrone	$P_s > 0$, $P_r < 0$ et $P_m > 0$
$g = 0$	Mode synchrone	$P_s > 0$, $P_r = 0$ et $P_m > 0$
$g < 0$	Mode hypersynchrone	$P_s > 0$, $P_r > 0$ et $P_m > 0$

P_s est la puissance électrique du stator, g est le glissement et P_r est la puissance électrique du rotor et P_m est la puissance mécanique.

La puissance électrique du rotor peut être exprimée en fonction de la puissance du stator par :

$$P_r = -gP_s \quad (2.7)$$

Et, la puissance totale générée par le système basé sur la GADA sans perte est donnée par

$$P_g = P_s + P_r = (1 - g)P_s \quad (2.8)$$

Où P_g est la puissance totale générée par le système basé sur la GADA. L'équation (2.7) montre que le signe de la puissance active du rotor (généré ou consommé) dépend du signe du glissement. Il est négatif lorsque le système fonctionne en mode hypersynchrone et positif lorsqu'il fonctionne en mode hyposynchrone.

2.4.1. Mode de fonctionnement synchrone

En mode synchrone, le glissement est nul, la vitesse angulaire électrique de l'arbre est égale à la vitesse angulaire du stator. En conséquence, il n'y a pas de FEM induite dans les enroulements du rotor, car elle dépend de la vitesse relative entre la vitesse angulaire du stator et la vitesse de rotation de l'arbre électrique. Ainsi, la GADA agit comme un générateur synchrone. Ce mode de fonctionnement ne permet pas la production d'énergie du côté rotor de la GADA. Pour un système sans perte, la puissance dans ce mode de fonctionnement est illustrée à la figure 2.3. L'équation (2.7) montre que la puissance totale générée par le système GADA sans perte se compose uniquement de la puissance du stator.

2.4.2 Mode de fonctionnement hyposynchrone

En mode de fonctionnement hyposynchrone, la vitesse angulaire de l'arbre électrique est inférieure à celle du flux statorique. Le glissement est donc positif. Dans ce mode de fonctionnement, le rotor consomme l'énergie du réseau. Le schéma de flux de puissance du mode de fonctionnement hyposynchrone est décrit à la Figure 2.3. Lorsque la GADA fonctionne en mode hyposynchrone, le glissement est positif et le rotor consomme donc la puissance passant par le condensateur du bus continue DC de l'unité de stockage.

2.4.3 Mode de fonctionnement hypersynchrone

En mode de fonctionnement hypersynchrone, le glissement est négatif. Le stator et le rotor de la GADA fournissent tous deux une puissance active au réseau. La puissance totale est composée de la puissance du stator et de la puissance du rotor. En mode de fonctionnement

hypersynchrone, le côté rotor de la GADA fournit l'énergie active à l'unité de stockage via le bus DC. En conséquence, la tension du circuit intermédiaire tend à augmenter, c'est la raison pour laquelle la commande du convertisseur de l'unité de stockage d'énergie est censée maintenir constante la tension du circuit intermédiaire.

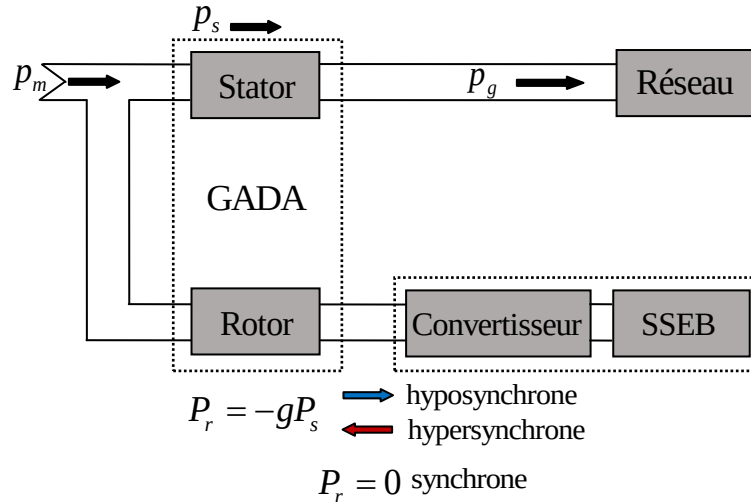


Figure 2.3 Modes de fonctionnement d'une GADA

2.5 Modèle dynamique de la génératrice asynchrone à double alimentation

Les comportements dynamiques et transitoires de la GADA doivent être examinés à des fins de modélisation; et plus important encore, pour le développement de la commande de machine ultérieurement. Ces comportements dynamiques expliquent et définissent le comportement des variables de la machine pendant les périodes transitoires et à l'état stationnaire. Ces comportements dynamiques des machines sont normalement étudiés par un "modèle dynamique". Grâce au modèle dynamique, il est possible de connaître à tout moment les performances continues (et pas seulement en régime permanent) des variables de la machine, telles que le couple, et courants et les puissances active et réactive dans certaines conditions d'alimentation en tension.

Le modèle dynamique, représenté en général sous forme d'équation différentielle, est souvent structuré comme un ensemble compact d'équations de modèle, ce qui lui permet d'être simulé par un logiciel informatique et fournissant toutes les informations relatives aux variables de la machine. Ceci est souvent appelé un modèle de simulation.

2.5.1 Modèle de la GADA dans le repère naturel a-b-c

Dans cette section, on suppose que la GADA est symétrique et que ses enroulements sont idéaux. Selon les modèles des machines à courant alternatif, le modèle de la GADA simplifié

et idéalisé peut être décrit comme trois enroulements dans le stator et trois enroulements dans le rotor, comme illustré dans la figure 2.4. Ces enroulements constituent une représentation idéale de la machine réelle, ce qui permet de déduire un circuit électrique équivalent, comme illustré à la figure 2.5

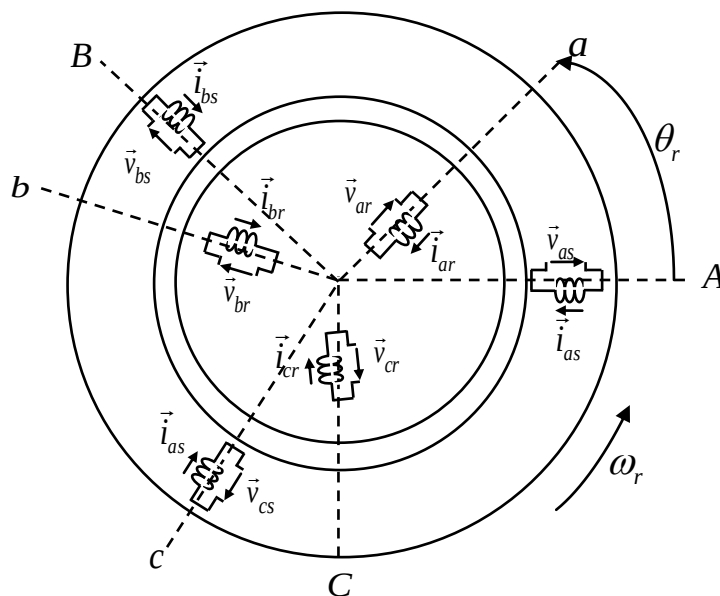


Fig.2.4 Représentation du modèle simplifié de la GADA

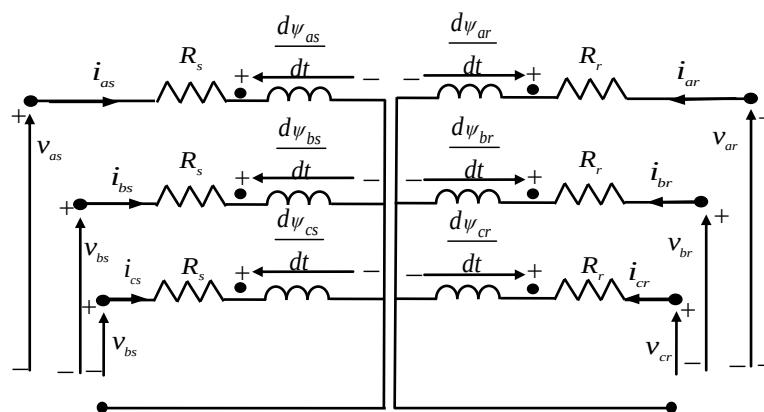


Figure 2.5 Circuit électrique équivalent de la GADA

Nous avons indiqué précédemment que la relation entre la fréquence angulaire du stator et la fréquence angulaire du rotor est :

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{sr} \quad (2.9)$$

De même, ω_m est la vitesse angulaire mécanique, liée à la fréquence électrique au moyen d'une paire de pôles p_p :

$$\omega_r = p_p \omega_m \quad (2.10)$$

Par conséquent, les variables de rotor (tensions, courants et flux) présentent une pulsation ω_m qui varie avec la vitesse.

Pour simplifier la notation, la dépendance temporelle des grandeurs sera omise dans les sections suivantes.

Les équations de tension de la génératrice sont données par :

$$v_{sabc} = [R_s] i_{sabc} + \frac{d\psi_{sabc}}{dt} \quad (2.11)$$

$$v_{rabc} = [R_r] i_{rabc} + \frac{d\psi_{rabc}}{dt} \quad (2.12)$$

Où ψ_{sabc} et ψ_{rabc} expriment les flux triphasés du stator et du rotor, respectivement; Dans les équations ci-dessus où :

$$(f_{sabc})^T = [f_{sa} \quad f_{sb} \quad f_{sc}] \quad (2.13)$$

$$(f_{rabc})^T = [f_{ra} \quad f_{rb} \quad f_{rc}] \quad (2.14)$$

Où f désigne le courant, la tension et le flux. L'indice T exprime le terme transposé. Les indices s et r expriment les paramètres du stator et du rotor. $[R_s]$ et $[R_r]$ sont la matrice diagonale avec la résistance du stator et la résistance du rotor comme éléments, respectivement. La résistance du rotor et les résistances du stator sont données par :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Où R_s et R_r sont les résistances de stator et de rotor par phase.

Lorsque tous les paramètres du rotor sont référés au stator, l'expression de la tension du rotor est donnée par :

$$v_{rabc} = [R_r] i_{rabc} + \frac{d\psi_{rabc}}{dt} \quad (2.17)$$

Les flux triphasés peuvent être exprimées en fonction des courants triphasés et des inductances par :

$$\begin{bmatrix} \psi_{sabc} \\ \psi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}]^T & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Les inductances de la GADA sont données par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{sl} + L_{sm} & -\frac{1}{2} L_{sm} & -\frac{1}{2} L_{sm} \\ -\frac{1}{2} L_{sm} & L_{sl} + L_{sm} & -\frac{1}{2} L_{sm} \\ -\frac{1}{2} L_{sm} & -\frac{1}{2} L_{sm} & L_{sl} + L_{sm} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$[L_{sr}] = L_{sm} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

et

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{rl} + L_{sm} & -\frac{1}{2} L_{sm} & -\frac{1}{2} L_{sm} \\ -\frac{1}{2} L_{sm} & L_{rl} + L_{sm} & -\frac{1}{2} L_{sm} \\ -\frac{1}{2} L_{sm} & -\frac{1}{2} L_{sm} & L_{rl} + L_{sm} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Dans l'équation (2.19)-(2.21), L_{sl} et L_{sm} sont les inductances de fuite et de magnétisation des enroulements du stator, respectivement. L_{sr} est l'amplitude de l'inductance mutuelle des enroulements du stator et du rotor. L_{rl} est l'inductance de fuite des enroulements du rotor par

rapport aux enroulements du stator. D'après l'équation (2.20), on peut noter que l'inductance mutuelle des enroulements du stator et des enroulements du rotor dépend de l'angle du rotor. L'angle du rotor électrique est donné par :

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r dt + \theta_r(0) \quad (2.22)$$

Où $\theta_r(0)$ est la valeur initiale de l'angle électrique du rotor. L'angle électrique du rotor dépend du temps. Par conséquent, il est nécessaire de transformer les variables et les paramètres de la machine dans un repère de référence qui rend les inductances mutuelles des enroulements du stator et du rotor à considérer constantes.

2.5.2 Modèle de la GADA dans le repère dq

Les repères de référence peuvent être utilisés pour la transformation des variables de la machine afin d'éliminer la dépendance au temps des inductances mutuelles de la machine. Certains repères de référence sont présentés sur la figure 2.6.

- (α_s, β_s) est le repère fixe qui peut être considéré comme la référence statorique.
- (d, q) est le repère de référence synchrone.
- (α_r, β_r) est le repère tournant lié au rotor.

La transformation des variables statoriques en un repère arbitraire de référence dq est donnée par :

$$f_{sdq} = \vec{f} = T_s f_{sabc} \quad (2.23)$$

$$T_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{dq} & \cos(\theta_{dq} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq} + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_{dq} & \sin(\theta_{dq} - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_{dq} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

et

$$\theta_{dq} = \int_0^t \omega_{dq} dt \quad (2.25)$$

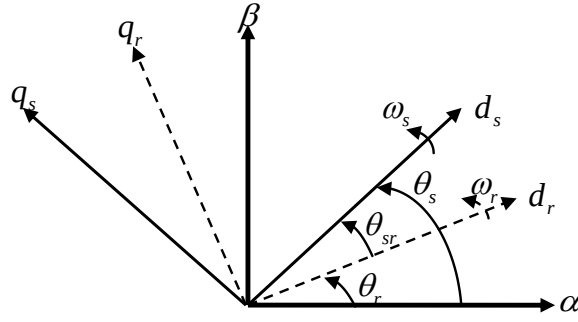


Figure 2.6 Repères de référence

Dans les équations ci-dessus, $\vec{f}$ est la notation vectorielle des paramètres de la machine dans le référentiel synchrone; θ_{dq} est l'angle entre le repère fixe et le repère arbitraire dq ; ω_{dq} est la vitesse angulaire à laquelle le référentiel arbitraire dq tourne; T_s est la matrice de transformation du repère de référence (abc) au repère de référence arbitraire dq . Lorsque le référentiel arbitraire tourne à une fréquence angulaire synchrone, il donne :

$$\theta_{dq} = \theta_s \quad (2.26)$$

$$\omega_{dq} = \omega_s \quad (2.27)$$

Où θ_s est l'angle entre le repère fixe et le référentiel synchrone, comme le montre la figure 2.6. Par conséquent, le référentiel arbitraire dq tournant à une vitesse angulaire synchrone est appelé le référentiel synchrone.

L'expression de l'équation (2.11) dans le repère de référence synchrone devient :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} -\psi_{sq} \\ \psi_{sd} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Où v_{sd} et v_{sq} sont la tension statorique de l'axe d et de l'axe q ; i_{sd} et i_{sq} sont le courant statorique de l'axe d et de l'axe q ; et, ψ_{sd} et ψ_{sq} sont les composants de flux statorique de l'axe d et de l'axe q .

Côté rotor, la transformation des variables du rotor dans le référentiel synchrone est donnée par :

$$f_{rdq} = \vec{f} = T_r f_{rabc} \quad (2.29)$$

$$T_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_r & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\text{et} \quad \theta_{sr} = \int_0^t \omega_{sr} dt \quad (2.31)$$

Dans l'équation (2.31), $\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r$ est la vitesse angulaire relative entre le repère tournant du rotor et le repère de référence synchrone dq ; et, θ_{sr} désigne l'angle relatif entre le repère de référence synchrone et le repère tournant du rotor.

L'expression de la tension triphasée du rotor dans le repère de référence synchrone dq est :

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + (\omega_s - \omega_r) \begin{bmatrix} -\psi_{rq} \\ \psi_{rd} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

où v_{rd} et v_{rq} sont les tensions de rotor des axes d et q rapportées aux enroulements du stator; i_{rd} et i_{rq} sont les courants de rotor de l'axe d et de l'axe q rapportés aux enroulements du stator; et, ψ_{rd} et ψ_{rq} sont les composants de flux de rotor des axes d et q rapportées aux enroulements du stator.

Les composants triphasées du flux statorique et rotorique dans le référentiel synchrone dq sont données par :

$$\begin{bmatrix} \psi_{sdq} \\ \psi_{rdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s L_s (T_s)^{-1} & T_s L_{sr} (T_r)^{-1} \\ T_r L_{sr} (T_s)^{-1} & T_r L_r (T_r)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdq} \\ i_{rdq} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

où

$$\mathbf{T}_s \mathbf{L}_s (\mathbf{T}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{sl} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{sl} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{sl} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$\mathbf{T}_r \mathbf{L}_r (\mathbf{T}_r)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{rl} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{rl} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{rl} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

et

$$\mathbf{T}_s \mathbf{L}_{sr} (\mathbf{T}_r)^{-1} = \mathbf{T}_r \mathbf{L}_{sr} (\mathbf{T}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Dans l'équation (2.34) - (2.36), L_{sl} et $L_m = \frac{1}{2} L_{sm}$ désignent l'inductance de fuite et l'inductance magnétisante; et, L_{rl} est l'inductance de fuite rapportée aux enroulements du stator. En substituant les équations (2.34), (2.35) et (2.36) dans l'équation (2.33), les expressions des flux statoriques et rotoriques deviennent ;

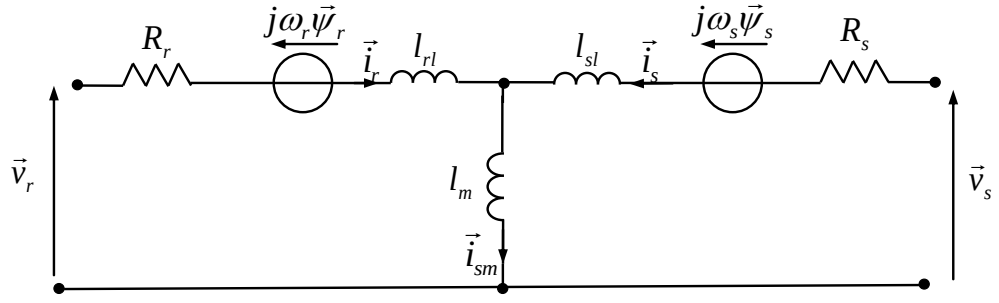
$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (2.35)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (2.36)$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (2.37)$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (2.38)$$

Avec : $L_s = L_{sl} + L_m$ et $L_r = L_{rl} + L_m$

Figure 2.7 Circuit équivalent de la GADA dans le référentiel synchrone dq

Le circuit équivalent du GADA résultant des expressions des tensions et des flux est illustré à la figure 2.7. L'équation (2.26) et l'équation (2.27) peuvent être réécrites comme suit:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_s \psi_{sd} \quad (2.41)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_s \psi_{sq} \quad (2.42)$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \psi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{rd} \quad (2.43)$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \psi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{rq} \quad (2.44)$$

Les puissances active et réactive du stator du GADA sont données par :

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) \quad (2.45)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}) \quad (2.46)$$

Côté rotor, les puissances active et réactive du rotor sont données par :

$$P_r = \frac{3}{2} (v_{rd} i_{rd} + v_{rq} i_{rq}) \quad (2.47)$$

$$Q_r = \frac{3}{2} (v_{rq} i_{rd} - v_{rd} i_{rq}) \quad (2.48)$$

Le couple électromagnétique peut être donné par :

$$T_{em} = \frac{3}{2} \left(\frac{P_p}{2} \right) L_m (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) \quad (2.49)$$

Où par

$$T_{em} = \frac{3}{2} \left(\frac{P_p}{2} \right) (\psi_{rd} i_{rq} - \psi_{rq} i_{rd}) \quad (2.50)$$

La relation entre le couple électromagnétique et le couple mécanique peut être exprimée par :

$$T_m - T_{em} = J_g \frac{d\omega_m}{dt} + f_g \omega_m \quad (2.51)$$

Où J_g est l'inertie de la génératrice; ω_m st la vitesse mécanique de l'arbre; T_m est le couple mécanique de la machine; et T_{em} est le couple électromagnétique.

2.6 Modélisation du convertisseur de puissance

2.6.1 Onduleur de tension à deux niveaux

Le convertisseur de puissance côté rotor du système éolien basé sur la GADA consiste en un convertisseur à source de tension triphasé à deux niveaux, composé de six interrupteurs de puissance, chaque interrupteur est composé de deux semi-conducteurs connectés comme illustré à la figure 2.8. Généralement, une diode de roue libre est utilisée pour la protection du semi-conducteur principal (IGBT, GTO, MOSFET, ...).

De plus, chaque branche de phase est composée de deux interrupteurs d'alimentation afin d'éviter de court-circuiter le circuit intermédiaire sur la même branche, lorsque l'interrupteur supérieur est fermé (ON ou 1), l'interrupteur inférieur doit être ouvert (OFF ou 0).

Par conséquent, les états de commutation de l'interrupteur supérieur et de l'interrupteur inférieur de la même branche sont complémentaires.

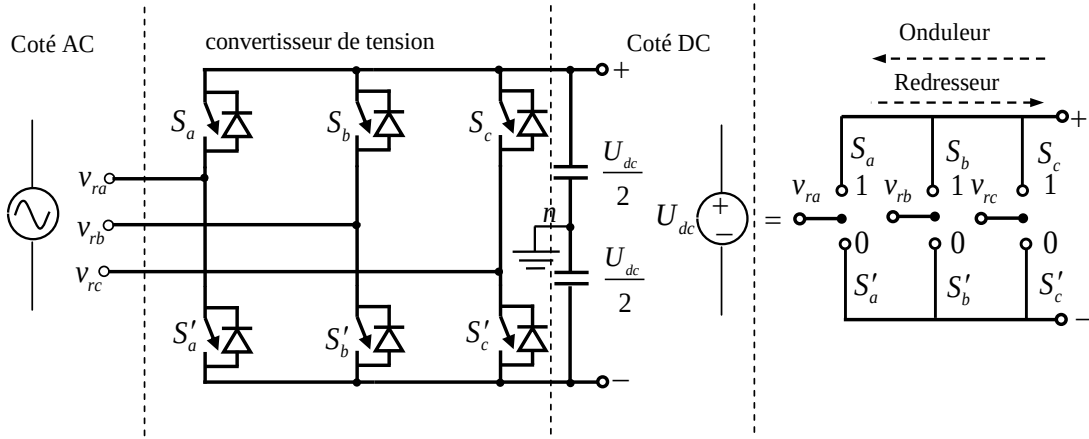


Figure 2.8 Représentation schématique d'un convertisseur à source de tension

Les tensions instantanées aux bornes de trois phases rotoriques sont données par :

$$v_{ra}(t) = v_{an}(t) + v_{nN}(t) \quad (2.52)$$

$$v_{rb}(t) = v_{bn}(t) + v_{nN}(t) \quad (2.53)$$

$$v_{rc}(t) = v_{cn}(t) + v_{nN}(t) \quad (2.54)$$

Avec :

$$v_{an}(t) + v_{bn}(t) + v_{cn}(t) = 0 \quad (2.55)$$

En additionnant les équations (2.52), (2.53) et (2.54), la tension entre le point négatif du bus continu DC et le neutre est donnée par :

$$v_{nN}(t) = \frac{1}{3}(v_{ra}(t) + v_{rb}(t) + v_{rc}(t)) \quad (2.56)$$

En substituant l'équation (2.56) dans les équations (2.52) - (2.6) :

$$v_{an}(t) = \frac{2}{3}v_{ra}(t) - \frac{1}{3}v_{rb}(t) - \frac{1}{3}v_{rc}(t) \quad (2.57)$$

$$v_{bn}(t) = \frac{2}{3}v_{rb}(t) - \frac{1}{3}v_{ra}(t) - \frac{1}{3}v_{rc}(t) \quad (2.58)$$

$$v_{cn}(t) = \frac{2}{3}v_{rc}(t) - \frac{1}{3}v_{ra}(t) - \frac{1}{3}v_{rb}(t) \quad (2.59)$$

Le comportement dynamique de la tension du bus continu est donné par :

$$\frac{d}{dt}U_{dc} = i_r - i_c \quad (2.60)$$

Où U_{dc} est la tension du bus continu; i_r est le courant continu provenant du convertisseur, et i_c est le courant vers l'unité de stockage (batteries).

La valeur de la tension du convertisseur est obtenue en utilisant les équations (2.57) - (2.59), sachant que les tensions de branches sont données par :

$$v_{ar}(t) = S_a \frac{U_{dc}}{2} \quad (2.61)$$

$$v_{br}(t) = S_b \frac{U_{dc}}{2} \quad (2.62)$$

$$v_{cr}(t) = S_c \frac{U_{dc}}{2} \quad (2.63)$$

Dans les équations (2.61)-(2.63), S_a , S_b et S_c sont les états de commutation des commutateurs de puissance supérieurs. Il est important de noter que lorsque S_a est fermé, $S_a = 1$ et $S_a = 0$ lorsque il est ouvert. Les huit états de commutation sont illustrés dans la figure 2.9.

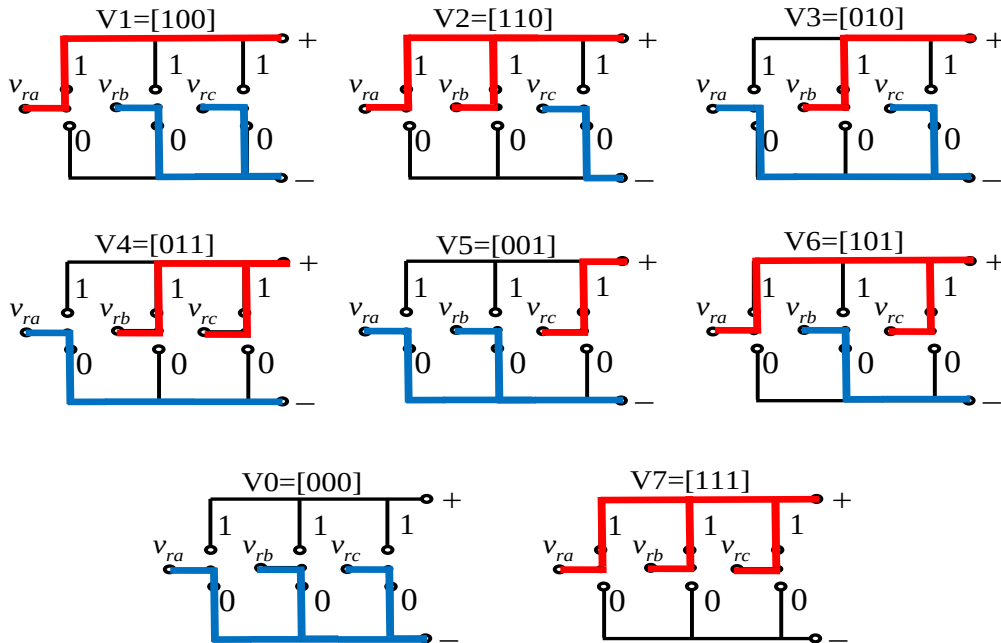


Figure 2.9 Etats de commutation d'un convertisseur à source de tension 2 niveaux.

Les différentes valeurs de la tension du convertisseur sont indiquées dans le tableau 2.2.

Il ressort du tableau 2.2 que l'amplitude maximale de la tension de référence est de $\frac{2U_{dc}}{3}$.

Tableau 2.2 États de commutation d'un onduleur à 2 Niveaux									
switchs	S_a	S_b	S_c	$v_{an}(t)$	$v_{bn}(t)$	$v_{cn}(t)$	$v_{ab}(t)$	$v_{bc}(t)$	$v_{ca}(t)$
k_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
k_1	1	0	0	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{-U_{dc}}{3}$	$\frac{-U_{dc}}{3}$	U_{dc}	0	$-U_{dc}$
k_2	1	1	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{-2U_{dc}}{3}$	0	U_{dc}	$-U_{dc}$
k_3	0	1	0	$\frac{-U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{-U_{dc}}{3}$	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	0
k_4	0	1	1	$\frac{-2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-U_{dc}$	0	U_{dc}
k_5	0	0	1	$\frac{-U_{dc}}{3}$	$\frac{-U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	0	$-U_{dc}$	U_{dc}
k_6	1	0	1	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{-2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	U_{dc}	U_{dc}	0
k_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

La représentation vectorielle de la tension de référence du convertisseur triphasé est donnée par :

$$\vec{v}_{réf} = \frac{2}{3} \left(v_{an}(t)e^{j(0)} + v_{bn}(t)e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)} + v_{cn}(t)e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)} \right) = v_{\alpha r} + jv_{\beta r} \quad (2.64)$$

Notons que le vecteur d'espace de la tension de référence tourne à la fréquence angulaire du rotor sur le plan hexagonal, illustré à la figure 2.8. L'égalisation de la partie réelle et de la partie imaginaire dans l'équation (2.64) donne

$$v_{\alpha r} = \frac{2}{3} \left(v_{an}(t) - \frac{1}{2}v_{bn}(t) - \frac{1}{2}v_{cn}(t) \right) \quad (2.65)$$

$$v_{\beta r} = \frac{2}{3} \left(\sqrt{\frac{3}{2}}v_{bn}(t) - \sqrt{\frac{3}{2}}v_{cn}(t) \right) \quad (2.66)$$

Dans l'équation (2.65) et l'équation (2.66), v_{ar} et v_{br} sont les parties réelles et imaginaires du vecteur d'espace de tension de référence.

Le tableau 2.3 montre que le vecteur d'espace de tension du convertisseur de référence varie à une vitesse de soixante degrés. Il convient de noter que le vecteur d'espace de tension de référence provient de l'algorithme de commande.

Tableau 2.3 Vecteurs de tension de référence avec états de commutation			
vecteur	état des commutateurs	commutateurs	vecteur tension
$\vec{v}_0$	[000]	S'_a, S'_b, S'_c	$\vec{v}_0 = 0$
$\vec{v}_1$	[100]	S_a, S'_c, S_b	$\vec{v}_1 = \frac{2U_{dc}}{3} e^{(j0)}$
$\vec{v}_2$	[110]	S_a, S_c, S_b	$\vec{v}_2 = \frac{2U_{dc}}{3} e^{(j\frac{\pi}{3})}$
$\vec{v}_3$	[010]	S'_a, S_c, S_b	$\vec{v}_3 = \frac{2U_{dc}}{3} e^{(j\frac{2\pi}{3})}$
$\vec{v}_4$	[011]	S'_a, S_c, S'_b	$\vec{v}_4 = \frac{2U_{dc}}{3} e^{(j\frac{3\pi}{3})}$
$\vec{v}_5$	[001]	S'_a, S'_b, S'_c	$\vec{v}_5 = \frac{2U_{dc}}{3} e^{(j\frac{4\pi}{3})}$
$\vec{v}_6$	[101]	S_a, S'_c, S'_b	$\vec{v}_6 = \frac{2U_{dc}}{3} e^{(j\frac{5\pi}{3})}$
$\vec{v}_7$	[111]	S_a, S_c, S'_b	$\vec{v}_7 = 0$

2.6.2 Technique de modulation vectorielle SVM

Le convertisseur à source de tension triphasé à deux niveaux offre huit états de commutation (six états de commutation actifs et deux non actifs). La figure 2.10 montre que ces états de commutation forment un hexagone à six secteurs de 60 degrés chacun. La modulation de vectorielle (SVM) consiste en la mise en correspondance du vecteur spatial de la tension de référence sur un plan hexagonal, comme le montre la figure 2.10. Les vecteurs spatiaux adjacents concernent chaque état de commutation du convertisseur (vecteurs actifs), comme indiqué dans le tableau 2.4. À chaque moment d'échantillonnage, le vecteur de tension de

référence est approximé avec une combinaison de vecteurs adjacents (actifs et non actifs) appliqués avec des durées spécifiques en fonction du secteur dans lequel se trouve le vecteur de référence.

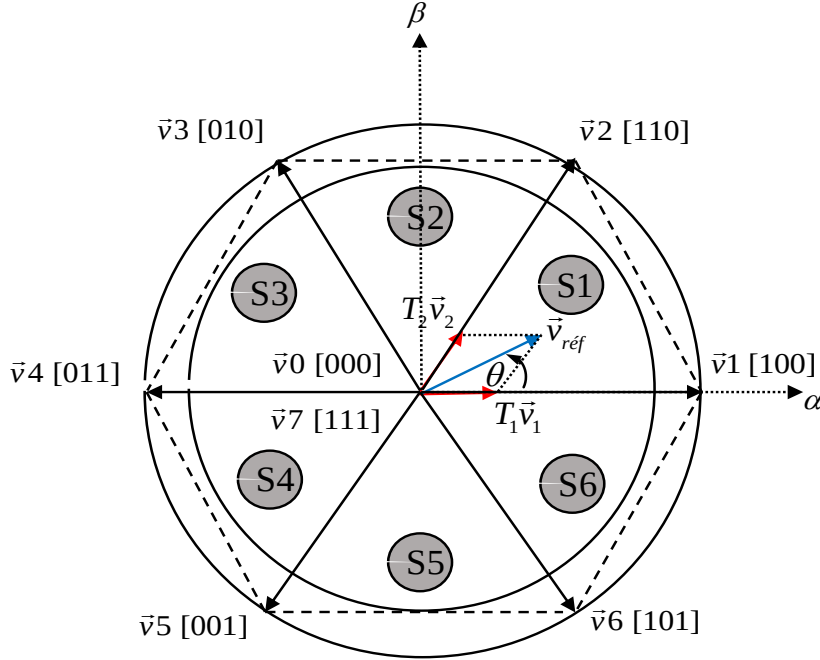


Fig. 2.10 Schémas de vecteurs spatiaux pour la modulation vectorielle SVM

2.6.2.1 Calcul des durées de commutation

Supposons que $\vec{v}_{ref}$ est constant pendant la période d'échantillonnage T_{sp} .

Lorsque le vecteur tension de référence $\vec{v}_{ref}$ est situé dans le secteur S1, il peut être approximé à l'aide des vecteurs spatiaux composant le secteur S1 avec une durée spécifique.

Dans le secteur S1, le vecteur de tension de référence peut être approximé en appliquant $\vec{v}_1$ pour une période de temps T_1 , $\vec{v}_2$ pour une période de temps T_2 et les deux $\vec{v}_7 = 0$ et $\vec{v}_0 = 0$ pour une période de temps T_0 comme suit :

$$\begin{cases} \vec{v}_{ref} T_{sp} = \vec{v}_1 T_1 + \vec{v}_2 T_2 + \vec{v}_0 T_0 \\ T_{sp} = T_1 + T_2 + T_0 \end{cases} \quad (2.67)$$

En plus on peut écrire :

$$\vec{v}_{réf} = v_{réf}(t)e^{j\theta}, \quad \vec{v}_1 = \frac{2}{3}U_{dc}, \quad \vec{v}_2 = \frac{2}{3}U_{dc}e^{j\pi/3} \text{ et } \vec{v}_0 = 0 \quad (2.68)$$

où $v_{réf}$ représente la magnitude du vecteur de référence et θ est l'angle entre $v_{réf}$ et l'axe α du repère $(\alpha\beta)$, comme illustré à la figure 2.11.

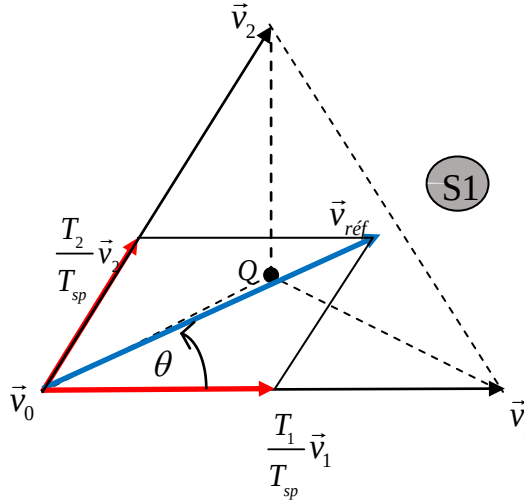


Fig. 2.11 SVM symétrique

En substituant (2.68) dans (2.67) puis en divisant l'équation résultante en composantes réelle et imaginaire, nous avons :

$$\begin{cases} \text{Re: } v_{réf} \cos(\theta)T_{sp} = \frac{2}{3}U_{dc}T_1 + \frac{1}{3}U_{dc}T_2 \\ \text{Im: } v_{réf} \sin(\theta)T_{sp} = \frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc}T_2 \end{cases} \quad (2.69)$$

La résolution de (2.69) donne :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}T_{sp}v_{réf}}{U_{dc}} \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}T_{sp}v_{réf}}{U_{dc}} \sin \theta \quad \text{avec } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ T_0 = T_{sp} - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (2.70)$$

L'équation (2.70) est obtenue lorsque $v_{réf}$ est dans le secteur S1, elle peut également être utilisée lorsque $v_{réf}$ est dans d'autres secteurs, à condition qu'un multiple de $\frac{\pi}{3}$ soit soustrait du déplacement angulaire réel θ de telle sorte que l'angle modifié θ' se trouve dans la plage entre zéro et $\frac{\pi}{3}$, c'est-à-dire :

$$\theta' = \theta - (k-1)\pi/3 \quad \text{avec } 0 < \theta' \leq \pi/3 \quad (2.71)$$

où $k = 1, 2, \dots, 6$ pour les secteurs S1, S2, ..., S6, respectivement.

2.6.2.2 Indice de modulation

L'équation (2.70) peut également être exprimée en termes d'indice de modulation m :

$$\begin{cases} T_1 = mT_{sp} \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_2 = mT_{sp} \sin \theta \\ T_0 = T_{sp} - T_1 - T_2 \end{cases} \quad \text{avec } 0 < \theta \leq \pi/3 \quad (2.72)$$

Ou :

$$m = \frac{\sqrt{3}v_{réf}}{U_{dc}} \quad (2.73)$$

La longueur du vecteur de référence $v_{réf}$ représente la valeur crête de la composante de fréquence fondamentale dans la tension de phase de sortie de l'onduleur, c'est-à-dire:

$$v_{réf} = \hat{V}_{a1} = \sqrt{2}V_{a1} \quad (2.74)$$

où V_{a1} est la valeur efficace de la composante fondamentale dans la tension de phase de sortie de l'onduleur (phase a).

En substituant (2.73) à (2.74), on peut trouver la relation entre m et V_{a1} :

$$m = \frac{\sqrt{3}v_{réf}}{U_{dc}} = \frac{\sqrt{6}V_{a1}}{U_{dc}} \quad (2.75)$$

Pour une tension continue U_{dc} donnée, la tension de sortie V_{a1} de l'onduleur est proportionnelle à l'indice de modulation m .

La longueur maximale du vecteur de référence, $v_{\text{réf max}}$, correspond au rayon du plus grand cercle qui peut être inscrit dans l'hexagone, comme le montre la figure 2.10.

Étant donné que l'hexagone est formé de six vecteurs actifs ayant une longueur de $\frac{2}{3}U_{dc}$,

$v_{\text{réf max}}$ peut être trouvé à partir de :

$$\vec{v}_{\text{réf max}} = \frac{2}{3}U_{dc} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (2.76)$$

La substitution de (2.76) en (2.73) donne l'indice de modulation maximum :

$$m_{\text{max}} = 1 \quad (2.77)$$

2.6.2.3 Séquence de commutation.

Les vecteurs spatiaux étant sélectionnés et leurs durées de commutation calculés, l'étape suivante consiste à organiser la séquence de commutation dont la conception doit satisfaire aux deux exigences suivantes pour minimiser la fréquence de commutation du dispositif:

1. La transition d'un état de commutation à l'autre n'implique que deux commutateurs dans la même branche de l'onduleur, l'un étant activé et l'autre désactivé.
2. La transition pour $v_{\text{réf}}$ se déplaçant d'un secteur dans le diagramme vectoriel spatial au suivant nécessite un nombre minimum de commutations.

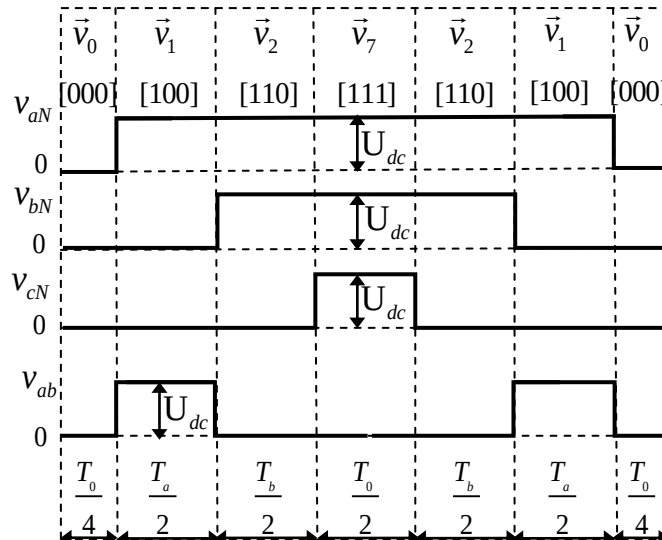


Fig. 2.12 Séquence symétrique des signaux SVM

La figure 2.12 montre une séquence de commutation à sept segments typique et des formes d'onde de tension de sortie de l'onduleur pour $v_{réf}$ dans le secteur S1, où $v_{réf}$ est synthétisé par $\vec{v}_1$, $\vec{v}_2$ et $\vec{v}_0$.

La période d'échantillonnage T_{sp} est divisée en sept segments pour les vecteurs sélectionnés.

On constate que

- Les durées de commutations des sept segments s'ajoutent à la période d'échantillonnage $T_{sp} = T_1 + T_2 + T_0$.
- L'exigence de conception (1) est satisfaite. Par exemple, la transition de [000] à [100] s'effectue en activant S_a et S'_a , ce qui implique seulement deux commutateurs.
- Les états de commutation redondants pour $\vec{v}_0$ sont utilisés pour réduire le nombre de commutations par période d'échantillonnage. Pour le segment $T_0 / 2$ au centre de la période d'échantillonnage, l'état de commutation [111] est sélectionné, tandis que pour les segments $T_0 / 4$ des deux côtés, l'état [111] est utilisé.
- Chacun des commutateurs de l'onduleur s'allume et s'éteint une fois par période d'échantillonnage.

La fréquence de commutation f_{sw} des dispositifs est donc égale à la fréquence d'échantillonnage f_{sp} , c'est-à-dire $f_{sw} = f_{sp} = 1/T_{sp}$.

La figure (2.13) montre un schéma de principe pour la simulation et la mise en œuvre numérique du schéma SVM. Les variables d'entrée, v_a^* , v_b^* et v_c^* , sont les tensions de référence triphasées, qui sont également les tensions de phase de sortie requises de l'onduleur. Les tensions de référence sont normalement générées par la commande dans le système de conversion d'énergie éolienne.

les tensions de référence triphasées sont transformées en variables biphasées, v_α et v_β , dans le repère $(\alpha\beta)$, à partir duquel le vecteur de référence pour la modulation SVM est établi:

$$\vec{v}_{réf} = v_{réf}(t)e^{j\theta} \quad (2.78)$$

Ou :

$$\begin{cases} v_{réf} = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \\ \theta = \tan^{-1} \left(\frac{v_\beta}{v_\alpha} \right) \end{cases} \quad (2.79)$$

Avec le vecteur de référence en place, l'indice de modulation m et le numéro de secteur peuvent être calculés par les équations (2.73) et (2.71), les temps d'arrêt peuvent être déterminés par l'équation (2.72), et la séquence de commutation peut être conçue conformément au tableau 2.4. Enfin, les signaux de commande pour les six commutateurs de l'onduleur peuvent être générés.

Tableau 2.4 Commutation des segments selon chaque secteur							
secteur	segments de commutation						
1	$\vec{v}_0, [000]$	$\vec{v}_1, [100]$	$\vec{v}_2, [110]$	$\vec{v}_7, [111]$	$\vec{v}_2, [110]$	$\vec{v}_1, [100]$	$\vec{v}_0, [000]$
2	$\vec{v}_0, [000]$	$\vec{v}_3, [010]$	$\vec{v}_2, [110]$	$\vec{v}_7, [111]$	$\vec{v}_2, [110]$	$\vec{v}_3, [010]$	$\vec{v}_0, [000]$
3	$\vec{v}_0, [000]$	$\vec{v}_3, [010]$	$\vec{v}_4, [011]$	$\vec{v}_7, [111]$	$\vec{v}_4, [011]$	$\vec{v}_3, [010]$	$\vec{v}_0, [000]$
4	$\vec{v}_0, [000]$	$\vec{v}_5, [001]$	$\vec{v}_4, [011]$	$\vec{v}_7, [111]$	$\vec{v}_4, [011]$	$\vec{v}_5, [001]$	$\vec{v}_0, [000]$
5	$\vec{v}_0, [000]$	$\vec{v}_5, [001]$	$\vec{v}_6, [101]$	$\vec{v}_7, [111]$	$\vec{v}_6, [101]$	$\vec{v}_5, [001]$	$\vec{v}_0, [000]$
6	$\vec{v}_0, [000]$	$\vec{v}_1, [001]$	$\vec{v}_6, [101]$	$\vec{v}_7, [111]$	$\vec{v}_6, [101]$	$\vec{v}_1, [001]$	$\vec{v}_0, [000]$

Avec la modulation SVM, la fréquence fondamentale et l'amplitude des tensions de sortie de l'onduleur v_a , v_c et v_c sont égales à celles de la tension de référence triphasée, v_a^* , v_b^* et v_c^* . En conséquence, la tension de sortie de l'onduleur est entièrement contrôlable par ses références.

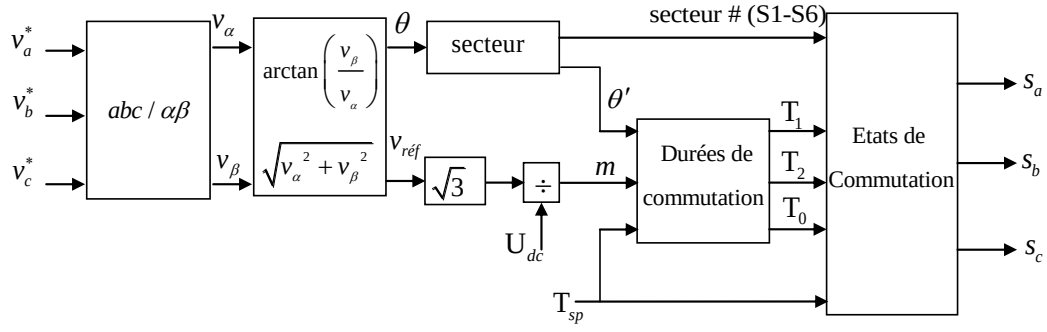


Fig. 2.13 Schéma Bloc de l'algorithme de la modulation vectorielle SVM

2.7 Système de stockage d'énergie par batteries

Le système de stockage d'énergie par batteries (SSEB) est une technologie avec une densité de puissance élevée (MW / m^3), une capacité de puissance de l'ordre de centaines de kW et avec la capacité de répondre dans un laps de temps de quelques minutes. Les technologies SSEB sont généralement appropriées pour améliorer la qualité de l'énergie, en particulier pour maintenir la stabilité de la tension pendant les transitoires [Con-10]. Il est courant pour les applications basées sur la GADA que le système de stockage d'énergie (ESS) soit connecté au bus continu DC du convertisseur de rotor. Le circuit du rotor ne gère que 25 à 30% de la puissance nominale de la GADA, ce qui signifie que le système de stockage d'énergie doit être conçu pour gérer cette puissance.. La plupart des turbines à l'échelle commerciale installées aujourd'hui font environ 2 MW [Mul-11]. Par conséquent, 25% de 2 MW (centaines de kW) seraient susceptibles d'être la puissance des circuits du rotor et échangés avec l'ESS connecté au circuit intermédiaire du convertisseur de rotor. Dans ce cas, le SSEB semble être un choix pratique car il accepte cette quantité d'énergie (des centaines de kW).

Le système de stockage d'énergie (SSEB) considéré dans ce travail est composé d'une batterie plomb-acide, qui est connectée au bus continu DC via un convertisseur de puissance DC / DC bidirectionnel. La modélisation de ces composants est décrite ci-dessous.

2.7.1 Principe de fonctionnement du système de stockage d'énergie

À des vitesses de vent élevées (en mode hypersynchrone), la puissance de sortie de l'éolienne basée sur la GADA est plus élevée que la puissance demandée et, par conséquent, la puissance supplémentaire est stockée dans la batterie. D'un autre côté, à des vitesses de vent faibles (en mode hyposynchrone), l'énergie est fournie par la batterie pour maintenir la

puissance demandée fournie au réseau. Cette topologie garantit que la puissance fournie au réseau est toujours «nivelée ou constante», ce qui se traduit par une source d'énergie électrique efficace et fiable.

2.7.2 Modélisation de l'unité de stockage d'énergie

L'unité de stockage d'énergie connecté en parallèle du bus continue du convertisseur coté machine est constituée de l'association série et/ou parallèle de batteries SSEB. On rencontre dans la littérature [Bur-97], [Hay-98] plusieurs modèles de complexités différentes où les éléments du circuit électrique équivalent dépendent de l'état de charge de la batterie et de la température de fonctionnement.

2.7.2.1 Modélisation de la batterie

Dans une batterie électrique, l'énergie est stockée sous forme d'énergie chimique. Les batteries ont le potentiel de couvrir une large gamme d'applications de stockage d'énergie en partie en raison de leur portabilité, de leur facilité d'utilisation et de leur capacité de stockage variable (100W-20MW) [Smi-08]. La technologie actuelle dans les batteries comprend: batteries au plomb, nickel-hydrure métallique, lithium, sodium-soufre, alcaline et nickel-cadmium.

Les batteries peuvent être classées comme des dispositifs de stockage d'énergie à long terme [Alf-18].

Dans ce travail, le modèle de batterie électrochimique au plomb spécialement conçue pour les applications des énergies renouvelables est adopté. La batterie au plomb est modélisée comme une source de tension variable en série avec une résistance interne équivalente [Sar-12].

La tension de la batterie est donnée par:

$$U_{bat} = E_b - R_b i_b \quad (2.80)$$

Où U_{bat} est la tension de la batterie, E_b est la tension à vide, i_b est le courant de la batterie et R_b est la résistance interne de la batterie, qui est supposée constante pendant les cycles de la charge et la décharge, et qui ne varie pas avec l'amplitude du courant.

La tension à vide pendant la charge ou la décharge de la batterie dépend du courant de la batterie, de la capacité extraite et du phénomène d'hystérésis de la batterie pendant la charge et la décharge.

Elle peut être calculée comme suit:

$$U_{b_déch} = E_0 - k \frac{q_n}{q_n - q} i^* - k \frac{q_n}{q_n - q} q + f_{hyst_déch}(i) \quad (2.81)$$

$$U_{b_char} = E_0 - k_b \frac{q_n}{0,1q_n + |q|} i^* - k_b \frac{q_n}{q_n - q} q + f_{hyst_char}(i) \quad (2.82)$$

Où E_0 est la tension constante, k_b est la constante de polarisation ou la résistance de polarisation, i^* est la dynamique du courant a basse fréquence, i est le courant de la batterie, q est la capacité extraite; q_n est le maximum capacité de la batterie, et $f_{hyst_char}(i)$ et $f_{hyst_déch}(i)$ sont des fonction du courant de la batterie, qui représentent le phénomène d'hystérésis de la batterie lors des cycles de charge et de décharge.

Dans la plupart des batteries électrochimiques, il est important de maintenir la *SOC* dans certaines limites recommandées afin d'éviter des dommages internes à l'appareil.

Par conséquent, un contrôle approprié du *SOC* de la batterie doit être appliqué afin de le maintenir entre 30% et 70%.

La valeur instantanée du *SOC* est calculée comme suit:

$$SOC(t)\% = 100 \left(1 - \frac{\int i \, d(t)}{q_n} \right) \quad (2.83)$$

2.7.2.2 Convertisseur de puissance de la batterie

La batterie est connectée au bus continu DC via un convertisseur DC / DC bidirectionnel. Par conséquent, le courant et la puissance circulent de et vers la batterie lorsque la puissance est modifiée dynamiquement, permettant ainsi à la fois des cycles de charge et de décharge de la batterie.

De plus, ce convertisseur aide à maintenir le bus DC à une valeur nominale de tension tandis que la tension de la batterie varie en fonction des conditions de fonctionnement. La figure (2.14) présente la configuration du convertisseur de courant DC / DC bidirectionnel.

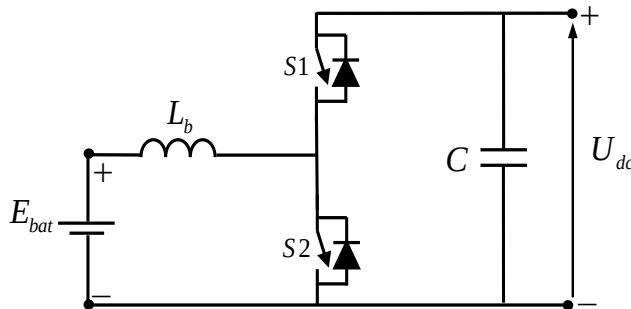


Fig.2.14 Convertisseur DC / DC bidirectionnel

Il se compose d'une inductance haute fréquence, d'un condensateur de filtrage de sortie et de deux commutateurs à diodes IGBT.

Lorsque la batterie se charge, l'énergie s'écoule du DC bus vers la batterie via le commutateur S1 et la diode S2.

Par conséquent, le convertisseur agit comme un convertisseur abaisseur (*buck*) unidirectionnel.

D'autre part, la batterie se décharge à travers le commutateur S2 et la diode S1, fournissant de l'énergie au bus DC. Dans ce cas, le convertisseur agit comme un convertisseur élévateur (*boost*) unidirectionnel [Luc-19].

2.7.2.3 Commande du convertisseur de puissance de la batterie

Le convertisseur de puissance de la batterie est commandé pour la régulation de la tension du bus DC. En fait, un contrôle efficace du rapport cyclique du convertisseur bidirectionnel permet un contrôle approprié de la tension du bus continu DC proche de sa valeur nominale et de la charge et décharge de la batterie [Luc-19].

Comme le montre la Fig.2.15, la référence de tension est comparée à la mesure réelle. L'erreur entre ces signaux est utilisée dans un contrôleur PI afin de définir le rapport cyclique qui actionne les commutateurs IGBT du convertisseur de puissance de la batterie.

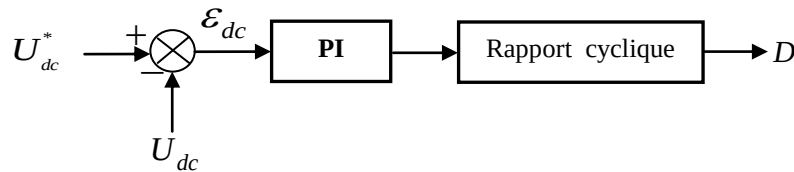


Fig.2.15 Contrôle du convertisseur DC / DC bidirectionnel

2.7.2.4 Charge et décharge du système de stockage d'énergie

Les paramètres électriques suivants sont généralement employés pour caractériser une batterie :

- La capacité nominale q_n est le nombre d'ampères-heures (Ah) qui peut être extrait de la batterie, dans des conditions de décharge prédéterminées.
- L'état de charge *SOC* (*State of charge*) est le rapport entre la capacité présente et la capacité nominale : $SOC = q / q_n$, $(0 < SOC < 1)$. Si $SOC = 1$, la batterie est totalement chargée si $SOC = 0$, la batterie est totalement déchargée.

- Le régime de charge (ou décharge) est le paramètre qui reflète le rapport entre la capacité nominale d'une batterie et le courant auquel celle-ci est chargée (ou déchargée).

Le modèle mathématique de l'état de chargement de la batterie dépend de son état précédent ainsi que l'énergie produite par aérogénérateur E_g et l'énergie demandée par la charge E_d .

L'état de chargement des batteries SOC peut être calculé selon deux scenarios [Kaa-06].

1. Premier scénario :

Dans le cas où $E_g \geq E_d$, les batteries sont dans le processus de chargement. Et la capacité de stockage instantané $SOC(t)$ est donnée par :

$$SOC(t) = SOC(t-1) + \eta_{bat} \cdot (E_g(t) \cdot \eta_{ond} - E_d(t) / \eta_{ond}) \quad (2.84)$$

Avec :

$$\begin{cases} E_g = P_g \cdot \Delta(t) \\ E_d = P_d \cdot \Delta(t) \end{cases} \quad (2.85)$$

P_g et P_d sont respectivement la puissance produite par le générateur et la puissance demandée par la charge à l'instant t . $\Delta(t)$ est le pas de simulation. η_{ond} et η_{bat} sont respectivement rendement du convertisseur et le rendement de charge des batteries.

2. Deuxième scénario :

Il s'agit du cas où $E_g \leq E_d$, qui correspond au processus de déchargement des batteries. La capacité de stockage instantané SOC est donnée par :

$$SOC(t) = SOC(t-1) + (E_g(t) \cdot \eta_{ond} - E_d(t)) \quad (2.86)$$

Pour tous les scénarios l'état de chargement des batteries doit satisfaire la condition suivante :

$$SOC_{\min}(t) \leq SOC(t) \leq SOC_{\max}(t) \quad (2.87)$$

Avec $SOC_{\max}(t)$ et $SOC_{\min}(t)$ sont les états limites de chargement des batteries de stockage.

$SOC_{\max}(t)$ est considérée comme la capacité nominale du système de stockage $SOC_{\min}(t)$.

La limite inférieure peut être exprimée par :

$$SOC_{\min}(t) = (1 - DOD) \cdot SOC_n(t) \quad (2.88)$$

Avec DOD représente la profondeur de décharge des batteries, $SOC_n(t)$ représente l'état de charge nominale d'une batterie, et la limite supérieure est exprimée par :

$$SOC_{\max}(t) = w_b \cdot SOC_n(t) \quad (2.89)$$

Avec w_b est un coefficient en %.

2.8 Conclusion

Dans le but d'établir les commandes étudiées dans ce travail, nous avons développés le modèle mathématique de la GADA dans le repère de Park lié au champ tournant statorique. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter. Lors de cette modélisation, nous nous sommes attachés à développer un modèle simplifié en vue de la commande de la GADA.

Ensuite, nous avons établi le modèle du convertisseur de source de tension à deux niveaux dédié à la commande de la génératrice GADA. La technique de modulation vectorielle SVM qui sera utilisée par la suite dans le contrôle de notre convertisseur a été exposée en détail dans ce chapitre. Enfin, nous avons traité de la modélisation du système de stockage d'énergie constitué de batteries et du contrôleur de tension du bus continu DC.

Chapitre 3

Commande DTC de la GADA du Système Eolien Hybride Vent-Batterie

3.1 Introduction

La plupart des stratégies de commande utilisées pour le contrôle de la génératrice asynchrone à double alimentation sont basées sur le contrôle à flux orienté (FOC); ce schéma de contrôle nécessite des tâches de calcul complexe et des valeurs très précises des paramètres de la machine. Cette exigence peut conduire à une imprécision lors d'un fonctionnement sous perturbations du réseau. La technique de contrôle direct du couple (DTC) peut surmonter ces inconvénients avec sa réduction des calculs et son algorithme de contrôle simplifié, qui ne nécessite pas de transformations de coordonnées. En plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore, très nettement les performances dynamiques des grandeurs contrôlées. La DTC est une technique alternative efficace pour le contrôle vectoriel, principalement en fonction des variables de contrôle utilisées dans les deux techniques. En DTC, le couple électromagnétique et le flux rotorique de la machine sont utilisés comme variables de commande primaires, mais dans le FOC, les composants biphasés du courant statorique contrôlent la puissance active et réactive du stator lorsque le référentiel statorique est utilisé [Aba-11].

Dans ce chapitre, la commande DTC classique de la GADA est présentée en détail et expliquée. Certains résultats de simulations réalisées avec MATLAB / Simulink sont présentées afin de démontrer les performances et la faisabilité de cette stratégie de commande.

3.2 Principe de la commande Directe du Couple (DTC) de la GADA

La DTC est une stratégie de contrôle direct des systèmes d'entraînement triphasés; le couple et le flux du rotor sont contrôlés à l'aide des contrôleurs d'hystérésis et d'une table de commutation pour choisir les vecteurs de tension [Tak-86] [Kas-16] [Pat-17] [Mac-17] [Gun-17]. Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés par les différentes configurations possibles des interrupteurs du convertisseur de puissance, afin de maintenir le flux rotorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de deux bandes à hystérésis. Une application adéquate de ce principe permet un découplage du control entre le flux et le couple.

Les avantages et les caractéristiques du DTC par rapport au FOC peuvent être résumés selon [Ess-14] [Mon-15] comme suit:

- Réponse rapide du couple.
- Dépendance réduite aux paramètres de la machine.
- Réduire la complexité de l'algorithme de contrôle vectoriel
- la technique de modulation et les contrôleurs PID ne sont pas nécessaires, ce qui réduit l'effort sur les contrôleurs.
- Les transformations de coordonnées ne sont pas requises.
- Simplicité et fiabilité.

Ainsi, avec la DTC, on n'a pas besoin de modulateurs de tension et de fréquences séparées, ce qui entraîne un délai supplémentaire de réponse du couple et de la vitesse. Le convertisseur de puissance utilisé dans le côté rotor de la machine « CCM » est un onduleur de tension classique à deux niveaux (figure 3.1).

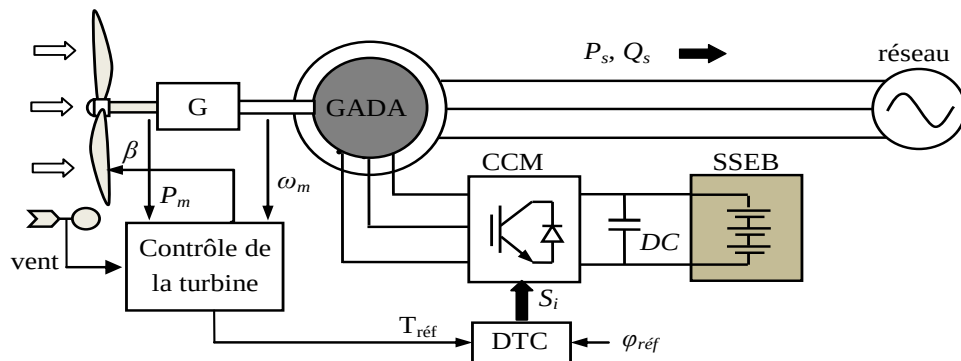


Fig.3.1 Structure de la commande DTC d'un système éolien vent-batterie basé sur la GADA

3.3 Commande Directe du Couple DTC avec table de commutation

La commande DTC classique est basée sur le contrôle de deux variables: le couple et l'amplitude du flux du rotor. En régime permanent, les flux du stator et du rotor tournent à la même vitesse. Étant donné que le repère de référence utilisé par la DTC dépend de la vitesse mécanique, les flux du stator et du rotor peuvent tourner dans le sens horaire (à vitesse hypersynchrone) et dans le sens antihoraire (à vitesse hyposynchrone).

Dans la commande directe du couple de la GADA, les équations des tensions du modèle de la machine sont exprimées dans un référentiel lié au rotor par :

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} - \omega_r \psi_{s\beta} \quad (3.1)$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} + \omega_r \psi_{s\alpha} \quad (3.2)$$

$$v_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} \quad (3.3)$$

$$v_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} \quad (3.4)$$

Le vecteur tension de référence $\vec{V}_r$ est délivré par un convertisseur de tension dont l'état des interrupteurs S_a , S_b et S_c prennent la valeur 1 si l'interrupteur est fermé et la valeur 0 sinon.

En utilisant la transformation de Concordia, l'équation 1.31 du vecteur tension $\vec{V}_r$ peut être écrite sous la forme :

$$V_r = V_{r\alpha} + jV_{r\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} (S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}) \quad (3.5)$$

Les combinaisons des trois grandeurs S_a , S_b et S_c , permettant de générer huit positions du vecteur $\vec{V}_r$ dont deux correspondent au vecteur nul.

3.3.1 Contrôle du flux rotorique

En utilisant le modèle de la machine dans le référentiel lié au rotor, l'expression de la tension rotorique donnée par les équations (3.3) et (3.4) engendre l'expression suivante du flux rotorique :

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \int (v_{r\alpha} - R_r i_{r\alpha}) dt \\ \psi_{r\beta} = \int (v_{r\beta} - R_r i_{r\beta}) dt \end{cases} \quad (3.6)$$

En considérant que la commande des interrupteurs du convertisseur se fait par période de commande (ou d'échantillonnage) T_{sp} et qu'à chacune de ces périodes les états S_a , S_b et S_c

sont maintenus constants, la méthode d'intégration numérique des rectangles permet d'obtenir une expression de l'échantillon $k+1$ du flux rotorique sous la forme suivante [mil-06]:

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha}(k+1) = \psi_{r\alpha}(k) + (v_{r\alpha}(k) - R_r i_{r\alpha}(k)) T_{sp} \\ \psi_{r\beta}(k+1) = \psi_{r\beta}(k) + (v_{r\beta}(k) - R_r i_{r\beta}(k)) T_{sp} \end{cases} \quad (3.7)$$

Une écriture vectorielle de cette expression peut être donnée par :

$$\vec{\psi}_r(k+1) = \vec{\psi}_r(k) + (\vec{V}_r(k) - R_r \vec{I}_r(k)) T_{sp} \quad (3.8)$$

En négligeant la chute de tension $R_r \vec{I}_r$, on peut écrire :

$$\vec{\psi}_r(k+1) = \vec{\psi}_r(k) + \vec{V}_r(k) T_{sp} \quad (3.9)$$

Cette relation montre que si on applique à la machine un vecteur tension constant non nul, l'extrémité du vecteur flux $\vec{\psi}_r$ se déplace dans la direction du vecteur rotorique $\vec{V}_r$. La Figure 3.2 montre un exemple de l'évolution de l'extrémité du vecteur flux rotorique dans deux cas $\vec{V}_r = \vec{V}_3$ et $\vec{V}_r = \vec{V}_4$. 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 rotorique une trajectoire choisie permettant d'avoir une bonne dynamique de la machine.

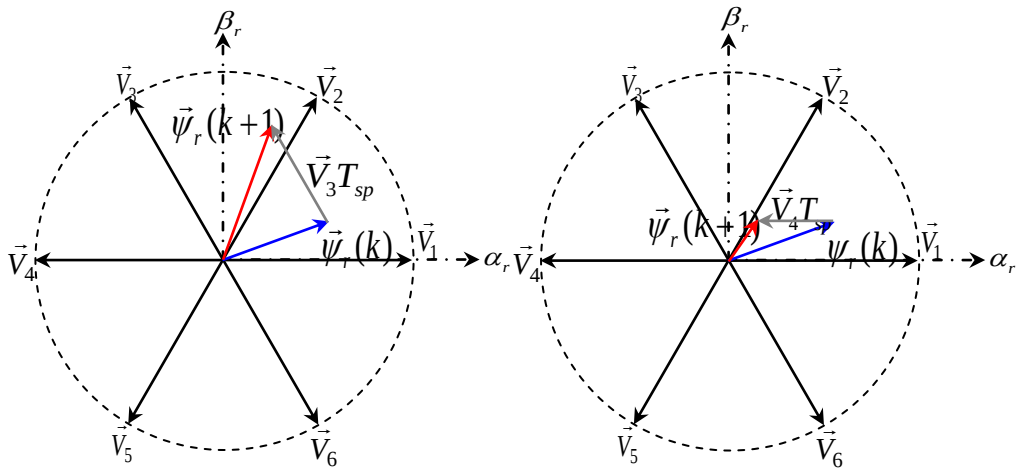


Fig.3.2 Évolution du vecteur flux rotorique en fonction du vecteur tension appliqué

3.3.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le diagramme vectoriel des flux du rotor et du stator exprimé dans le repère de référence lié au rotor est présenté dans la figure 3.3.

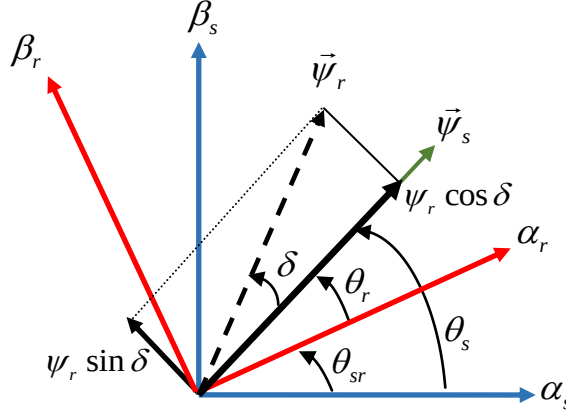


Fig.3.3 Décomposition du vecteur flux rotorique dans le plan $(\alpha-\beta)$.

En modifiant (2.50), le couple électromagnétique peut être exprimé en fonction du flux rotorique, du flux statorique et de l'angle δ durant l'intervalle de commande kT_{sp} :

$$T_{em} = \frac{3}{2} \left(\frac{P_p}{2} \right) \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\psi_s| |\psi_r| \sin \delta \quad (3.10)$$

Où δ est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

D'un autre côté, en dérivant l'équation (3.10) :

$$\frac{d(T_{em})}{dt} = \frac{3}{2} \left(\frac{P_p}{2} \right) \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\psi_s| \frac{d(|\psi_r| \sin \delta)}{dt} \quad (3.11)$$

D'après (3.11) on constate que le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs ψ_s et ψ_r et de leur position relative δ . En considérant que le flux statorique est constant, ce qui est assuré par la présence d'un réseau stable connecté au stator de la GADA :

$$|\psi_s| = \frac{|V_s|}{\omega_s} \quad (3.12)$$

En outre, dans le cas où le flux rotorique a une trajectoire circulaire, le couple électromagnétique T_{em} devient la fonction de l'angle δ . Le couple augmente lorsque δ augmente et vis-versa. Par conséquent, le contrôle du couple peut être réalisé en réglant l'angle δ .

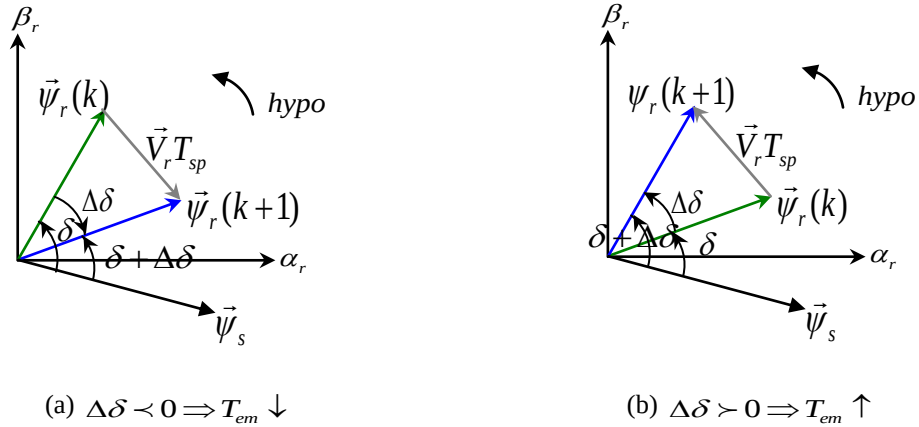


Fig.3.4 Évolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué

3.3.3 Sélection du vecteur tension :

Pour maintenir l'amplitude du flux rotorique constante, l'extrémité du vecteur flux doit suivre une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs tension, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude dans une bande d'erreur souhaitée.

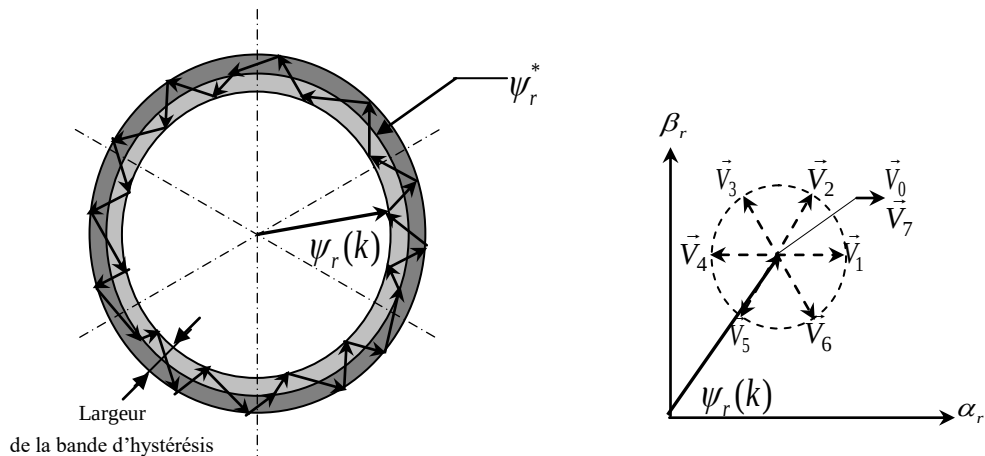


Fig.3.5 Trajectoire du flux rotorique

Le choix de $\vec{V}_r$ dépend d'une part de la variation désirée pour le module du flux dans sa bande d'erreur, et d'autre part de la variation souhaitée du couple dans sa bande d'erreur. On délimite généralement l'espace d'évolution de $\vec{\psi}_r$ dans le référentiel lié au rotor en le décomposant en six secteurs symétriques par rapport aux directions des vecteurs tensions non nuls, Figure 3.5.

Tableau 3.1. Tableau de sélection générale pour la commande DTC		
		$\vec{V}_r$
ψ_r	Croît	$\vec{V}_{i-1} \quad \vec{V}_i \quad \vec{V}_{i+1}$
	Décroît	$\vec{V}_{i-2} \quad \vec{V}_{i+2} \quad \vec{V}_{i+3}$
T_{em}	Croît	$\vec{V}_{i+1} \quad \vec{V}_{i+2}$
	Décroît	$\vec{V}_{i-1} \quad \vec{V}_{i-2}$

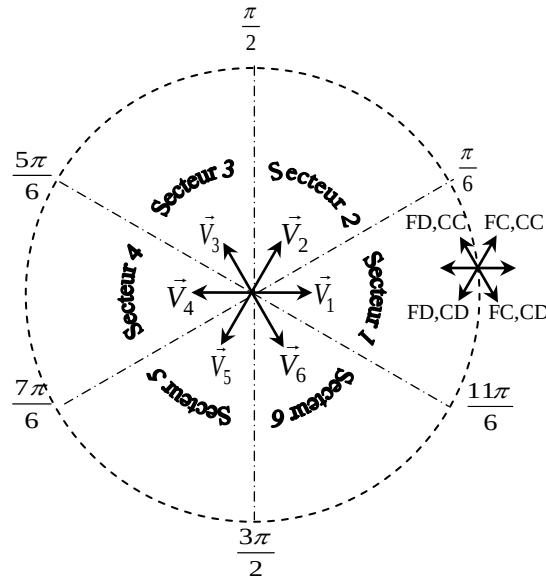


Fig.3.6 Variation du flux et du couple pour les différents vecteurs tensions possibles.

FC : Flux croît, FD : Flux décroît, CC : Couple croît, CD : Couple décroît.

Il est montré dans cette figure que si la position du vecteur flux se trouve dans le secteur S_i , la variation du flux et du couple est assurée en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls comme indiqué dans la tableau 3.1. A noter que la notation $\vec{V}_{r(i-1)}$ indique le vecteur tension du précédent secteur.

3.4 Modélisation de la commande directe du couple de la GADA

La Figure 3.7 montre le schéma bloc de la commande directe du couple d'une génératrice asynchrone à double alimentation. La valeur estimée du flux rotorique est comparée à sa valeur désirée et la valeur estimée du couple électromagnétique est comparée au couple de commande généré par le régulateur de vitesse. Les erreurs du flux et du couple obtenues sont utilisées par deux comparateurs à hystérésis. Les valeurs de sorties correspondantes ainsi que le numéro du secteur de position du flux rotorique sont utilisées pour sélectionner le vecteur tension approprié à partir d'une table de commutation, afin de générer les impulsions permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur.

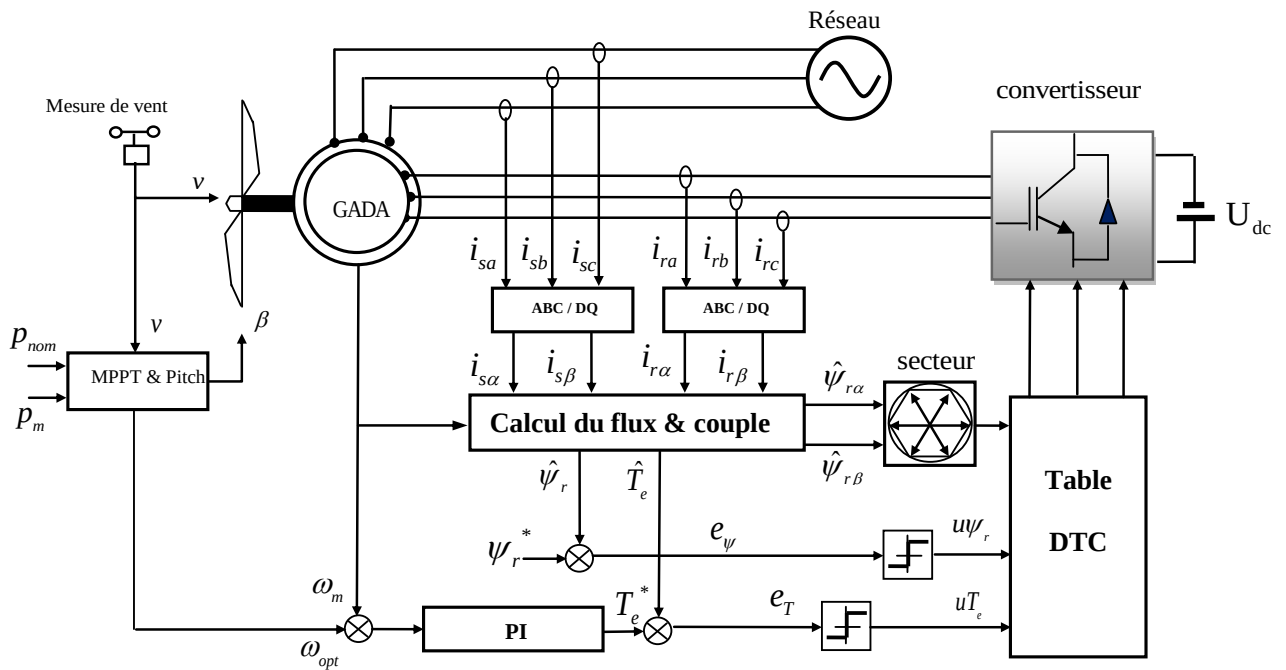


Fig.3.7 Commande DTC classique d'une GADA avec régulateur de vitesse PI

3.4.1 Estimation du flux rotorique et du couple électromagnétique

Le défi de la commande directe de couple et de flux consiste à obtenir une estimation fiable de la valeur instantanée du couple, du flux ainsi que de l'angle du flux rotorique.

3.4.1.1 Estimation du couple électromagnétique

Afin d'estimer le couple, nous avons retenu l'équation du couple basée sur la mesure des courants. Cette méthode n'implique que la connaissance de l'inductance de magnétisation, des courants statoriques et rotoriques pouvant facilement être mesurés [Tre-09].

$$\hat{T}_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P_p}{2} \right) L_m (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (3.13)$$

3.4.1.2 Estimation du module et du secteur de position du flux rotorique

Le calcul du module du flux passe par le calcul des composantes du flux rotorique $\psi_{r\alpha}$ et $\psi_{r\beta}$:

$$|\psi_r| = \sqrt{(\psi_{r\alpha})^2 + (\psi_{r\beta})^2} \quad (3.14)$$

Puisque nous savons que la résistance des enroulements rotoriques n'est pas facile à identifier en cours de fonctionnement [Ha-00], [Jeo-02]. Au lieu d'utiliser l'équation 3.6 nous avons opté pour l'estimation du flux à l'aide de l'inductance de magnétisation L_m , de l'inductance propre rotorique L_r et des courants statoriques et rotoriques. [Tre-11], [Zai-11] :

$$\begin{aligned} \psi_{r\alpha} &= L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha}^r \\ \psi_{r\beta} &= L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta}^r \end{aligned} \quad (3.15)$$

On peut remarquer qu'aucune intégration n'est nécessaire pour l'estimation du flux en (3.15), qui représente un avantage important particulièrement du point de vue implémentation numérique. A partir de ces deux expressions on peut calculer le module du flux rotorique et l'angle. Les composantes des vecteurs courant rotorique et statorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurés :

$$\begin{cases} i_{r\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{ra} & \text{et} & i_{r\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{rb} - i_{rc}) \\ i_{s\alpha}^r = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} e^{j\theta_m} & \text{et} & i_{s\beta}^r = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) e^{j\theta_m} \end{cases} \quad (3.16)$$

La position de $\vec{\psi}_r$ est donnée par

$$\delta = \arctan g \left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \right) \quad (3.17)$$

L'espace d'évolution $\vec{\psi}_r$ de dans le référentiel considéré se décompose en six secteurs $S(i)$ ($i=1, \dots, 6$), tel que :

$$-\frac{\pi}{6} + (i-1)\frac{\pi}{3} \leq S(i) \leq \frac{\pi}{6} + (i-1)\frac{\pi}{3} \quad (3.18)$$

3.4.2 Contrôleurs à hystérésis du couple et du flux

Les valeurs estimées et de référence sont comparées, puis l'erreur résultante est transmise à deux comparateurs à hystérésis. Un comparateur à hystérésis à trois niveaux est utilisé pour le couple, et un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour le flux rotorique, comme le montre les figures 3.8 et 3.9. Comme on peut le constater, la sortie du contrôleur de couple est représentée par une variable uT_e , qui indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée ($uT_e = 1$), diminuée ($uT_e = -1$), ou maintenue constante ($uT_e = 0$), selon l'entrée. Les conditions du comparateur de couple sont données par :

$$uT_e = 1 \quad , \quad \text{si} \quad (T_e^* - \hat{T}_e) \geq \frac{H_T}{2} \quad (3.19)$$

$$uT_e = 0 \quad , \quad \text{si} \quad -\frac{H_T}{2} \leq (T_e^* - \hat{T}_e) \leq \frac{H_T}{2} \quad (3.20)$$

$$uT_e = -1 \quad , \quad \text{si} \quad (T_e^* - \hat{T}_e) \leq -\frac{H_T}{2} \quad (3.21)$$

uT_e et H_T sont le signal d'état du couple et la bande d'hystérésis du couple et T_e^* est la valeur de référence du couple. Un schéma similaire est utilisé avec le flux rotorique; l'erreur obtenue sert d'entrée du comparateur d'hystérésis à deux niveaux. Si l'erreur est positive ($u\psi_r = 1$); la magnitude du flux doit être augmentée, et lorsque l'erreur est négative ($u\psi_r = -1$), la magnitude du flux doit être diminuée.

Les conditions du comparateur de flux sont données comme

$$u\psi_r = 1 \quad , \quad \text{si} \quad \left(|\psi_r^*| - |\hat{\psi}_r| \right) \geq \frac{H_\psi}{2} \quad (3.22)$$

$$u\psi_r = -1 \quad , \quad \text{si} \quad \left(|\psi_r^*| - |\hat{\psi}_r| \right) \leq -\frac{H_\psi}{2} \quad (3.23)$$

$u\psi_r$ et H_ψ sont le signal d'état du flux et la bande d'hystérésis du flux et ψ_r^* est la valeur de référence du flux rotorique.

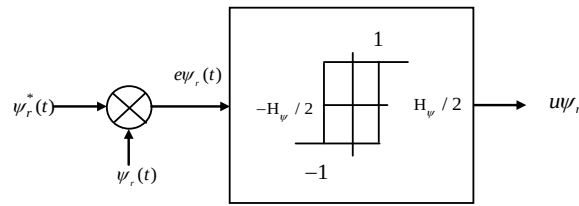


Fig.3.8 Comparateur d'hystérésis deux niveaux

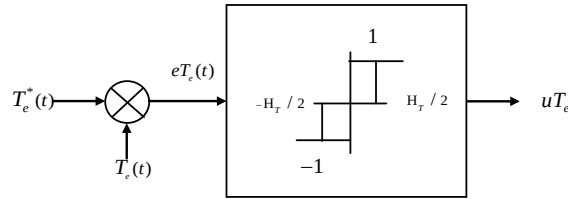


Fig.3.9 Comparateur d'hystérésis trois niveaux

3.4.3 Table de sélection du vecteur tension

Le plan vectoriel de tension est divisé en six secteurs, le secteur est calculé à partir de l'angle de flux rotorique, qui détermine la position actuelle du flux rotorique. En se basant sur le tableau 3.2, le vecteur de tension est sélectionné à partir d'une table de sélection proposée par Takahashi [Tak-86]. Cette table est élaborée en fonction des variables de sorties des comparateurs à hystérésis uT_e et $u\psi_r$, ainsi que du numéro de secteur $S(i)$ indiquant la position du flux rotorique .

La table de sélection est indiquée dans le tableau 3.2

Tableau.3.2 Table de sélection de Takahashi

		Comparateurs	3 Niveaux			3 Niveaux		
			2 Niveaux			2 Niveaux		
		Flux	1			-1		
		Couple	1	0	-1	1	0	-1
Secteurs $S(i)$ Vis-à-vis de l'angle δ	1	(330°- 30°)	V2	V0	V6	V3	V7	V5
	2	(30°- 90°)	V3	V7	V1	V4	V0	V6
	3	(90°- 150°)	V4	V0	V2	V5	V7	V1
	4	(150°- 210°)	V5	V7	V3	V6	V0	V2
	5	(210°- 270°)	V6	V0	V4	V1	V7	V3
	6	(270°- 330°)	V1	V7	V5	V2	V0	V4
		V0=[0,0,0] ; V1=[1,0,0] ; V2=[1,1,0] ; V3=[0,1,0] ; V4=[0,1,1] ; V5=[0,0,1] ; V6=[1,0,1] ; V7=[1,1,1]						

La Figure 3.10 montre la trajectoire du vecteur flux rotorique en régime permanent en utilisant la table de sélection du vecteur tension proposé par Takahashi.

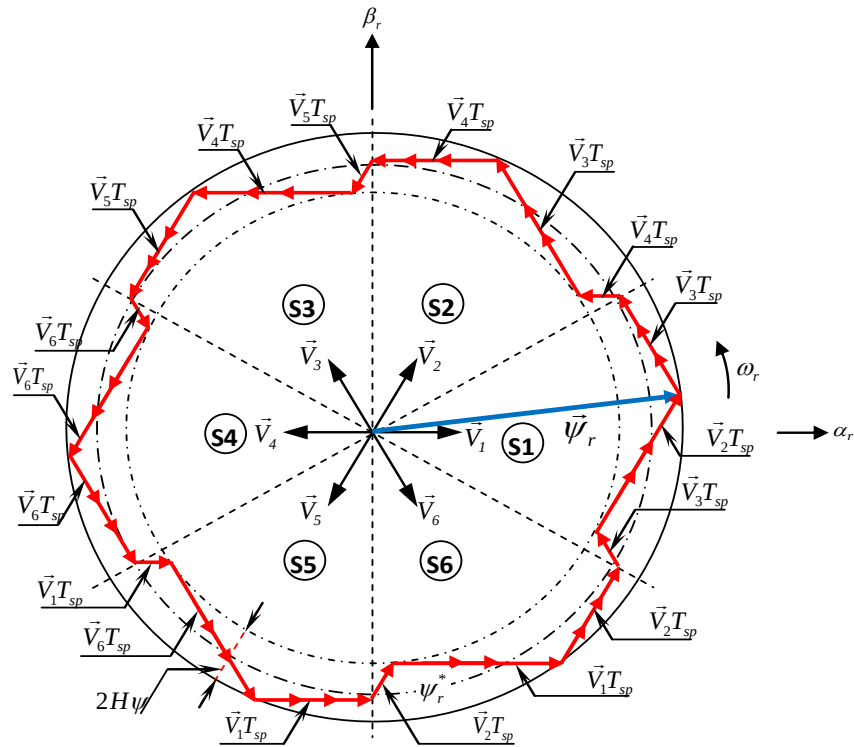


Fig.3.10 Trajectoire de l'extrémité du vecteur flux rotorique

3.4.4 Simulation de la commande DTC classique

Dans cette partie, la commande DTC classique de la GADA a été testée par simulation sous environnement MATLAB/Simulink. Le fonctionnement du système éolien d'une puissance de 1.5MW (annexe A) est simulé sous contrôle de la turbine avec :

1-Maximum de puissance (MPPT).

2-Limitation de puissance (contrôle Pitch).

Les principales caractéristiques de cette simulation sont résumées comme suit :

- Le couple de référence est obtenu de la régulation de vitesse via le PI.
- la valeur du flux rotorique de référence : $\psi_r^* = 1.2wb$.
- Les largeurs des bandes à hystérésis $H_T = 245$ et, $H_{\psi_r} = 0.036$.
- La fréquence d'échantillonnage : $f_{sp} = 10$ kHz .

Dans cet essai, un vent de vitesse autour de sa valeur nominale (figure 3.11) est appliqué sur les pales de la turbine éolienne ce qui correspond aux deux zones de fonctionnement de (MPPT & Contrôle Pitch) de la turbine. Cet essai permet de vérifier les performances de la commande MPPT à vitesse spécifique optimale et du contrôle pitch de la turbine ainsi que les performances dynamiques de la commande DTC appliquée à la GADA.

Les résultats de simulation sont donnés par les figures (3.12) et (3.13).

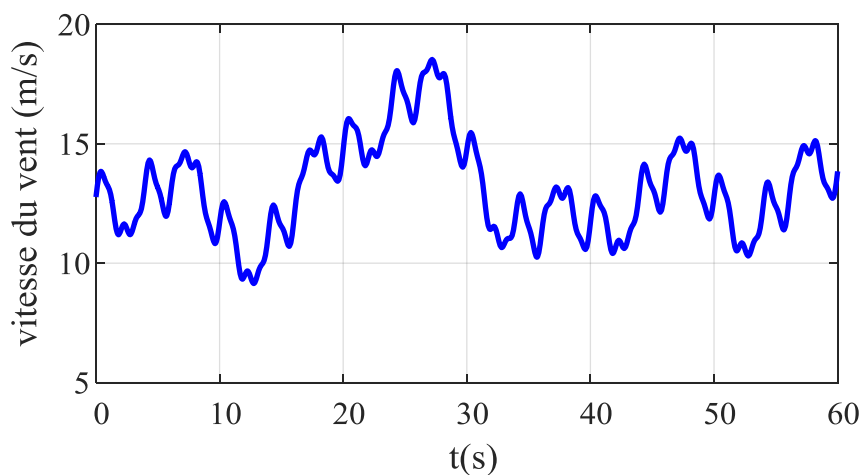


Figure 3.11– Profil du vent

3.4.4.1 Simulation des variables de la Turbine

- La figure 3.12 (a) montre un dépassement dans la réponse transitoire de la vitesse de la turbine du principalement en raison de l'effet de du couple de référence obtenue par la commande MPPT utilisant un régulateur PI.
- La figure 3.12 (b) montre un dépassement visible au démarrage du ratio de la vitesse spécifique qui dépasse sa valeur qui doit être proche de 7 a cet instant, au mémé moment la figure 3.12 (c) montre que le coefficient de puissance C_p ne dépasse pas sa valeur de référence $C_{p_{max}} = 0.48$. en régime établi, l'allure des deux paramètres reflète le bon fonctionnement des deux commande MPPT et le Pitch control suivant le profil de vitesse du vent appliquée à la turbine.
- La figure 3.12 (d) présente l'allure de la puissance mécanique de la turbine, en remarque que la puissance est limitée au instants ou le vent dépasse sa valeur nominale par le contrôle de l'angle d'orientation des pales. La recherche du maximum de puissance est assurée au instants ou la vitesse du vent est ou dessous de sa valeur nominale.
- La figure 3.12 (e), montre la variation de l'angle d'orientation des pales qui reflète la réaction du système Pitch .au delà la vitesse nominale du vent la valeur de l'angle est supérieure à 0 (système activé). au dessous de la vitesse nominale du vent l'angle est nulle (système désactivé).

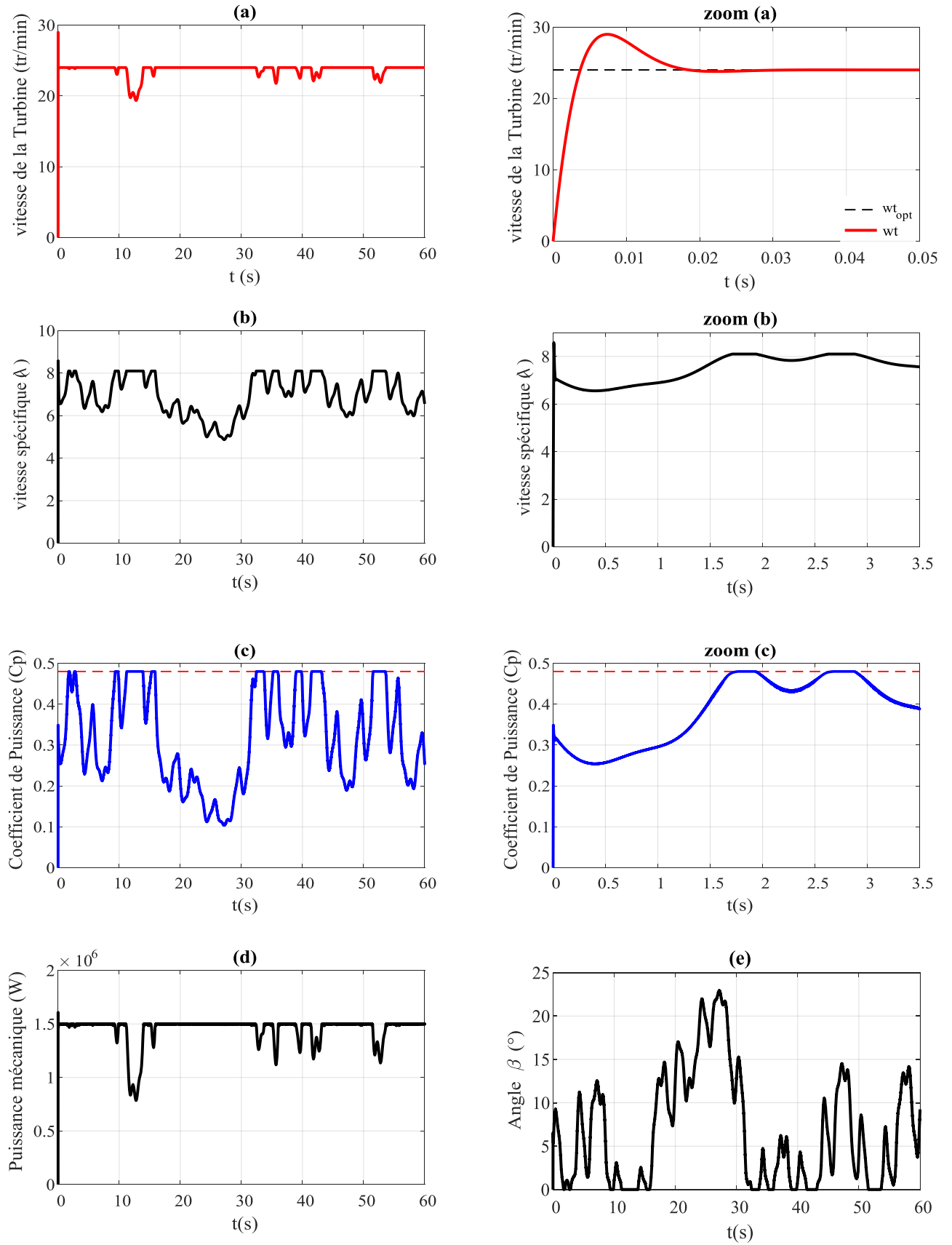


Figure 3.12 Simulation des variables de la turbine : DTC classique de la GADA

3.4.4.2 Simulation des variables de la génératrice

Les résultats de simulation des variables de la GADA sous la commande DTC-Classique avec un vent variable appliquée à la turbine éolienne sont présentés dans les figures (3.13) et (3.14).

- La figure (3.13a) montre la dynamique du couple de la génératrice, dont la valeur moyenne suit la valeur du couple de référence généré par la commande de vitesse de la turbine. On remarque des ondulations importantes au niveau du couple dépassant la bande d'hystérésis, en particulier sur la figure agrandie. Le couple électromagnétique de la génératrice varie selon celui de la turbine qui est en fonction de la vitesse du vent.
- La figure (3.13b) présente le module du flux rotorique qui présente un régime transitoire assez rapide (0.01s). En régime permanent le flux rotorique suit sa valeur de référence avec des ondulations remarquables de l'ordre 103.33% de la consigne (1.2 Wb).
- La figure (3.13c) présente l'évolution du flux rotorique qui est pratiquement circulaire avec des ondulations et quelques atténuations à cause des instants où le vecteur flux change de secteur.
- La figure (3.13d) montre que les deux composantes de flux rotorique sont en quadrature avec une forme d'onde presque sinusoïdale.
- La figure (3.13e) montre que les puissances statoriques générées par la machine vers le réseau. La puissance active débitée par le stator possède la même allure que la puissance mécanique de la turbine qui varie suivant la variation du vent et ce grâce à la stratégie de commande l'éolienne. L'allure de la puissance réactive montre que le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire n'est pas pris en considération dans cet essai.

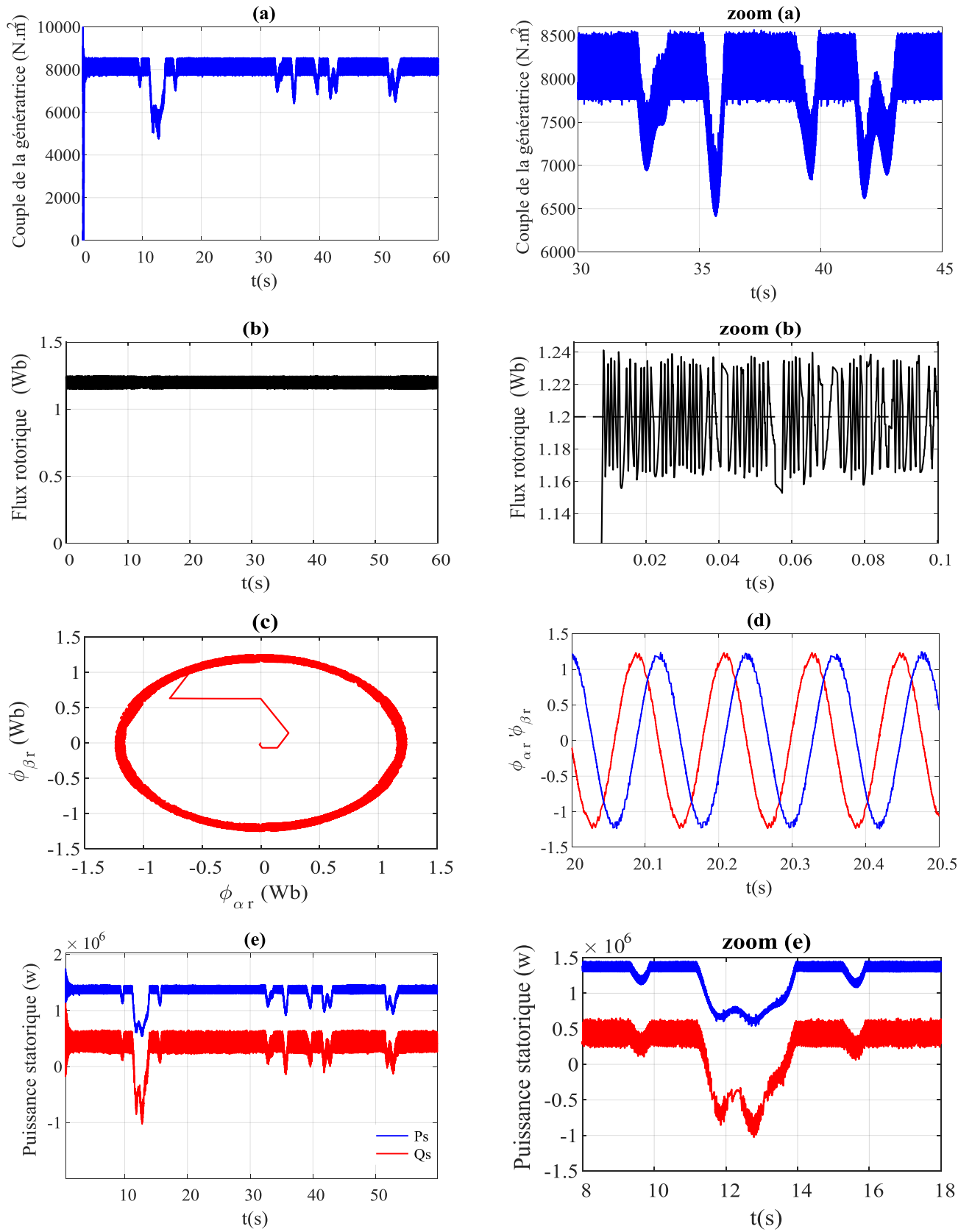


Figure 3.13 Simulation des variables de la génératrice : DTC classique de la GADA

- Les figures (3.14a) et (3.14b) montrent que les courants statoriques et rotoriques générés par la GADA sont proportionnelles aux puissances actives fournies au réseau utilitaire. Le courant du stator varie suivant la variation du vent aussi car c'est l'image de la puissance. La forme d'onde des courants est presque sinusoïdale. Ces résultats montrent l'influence de la commande DTC classique sur la qualité de l'énergie fournie au réseau électrique.

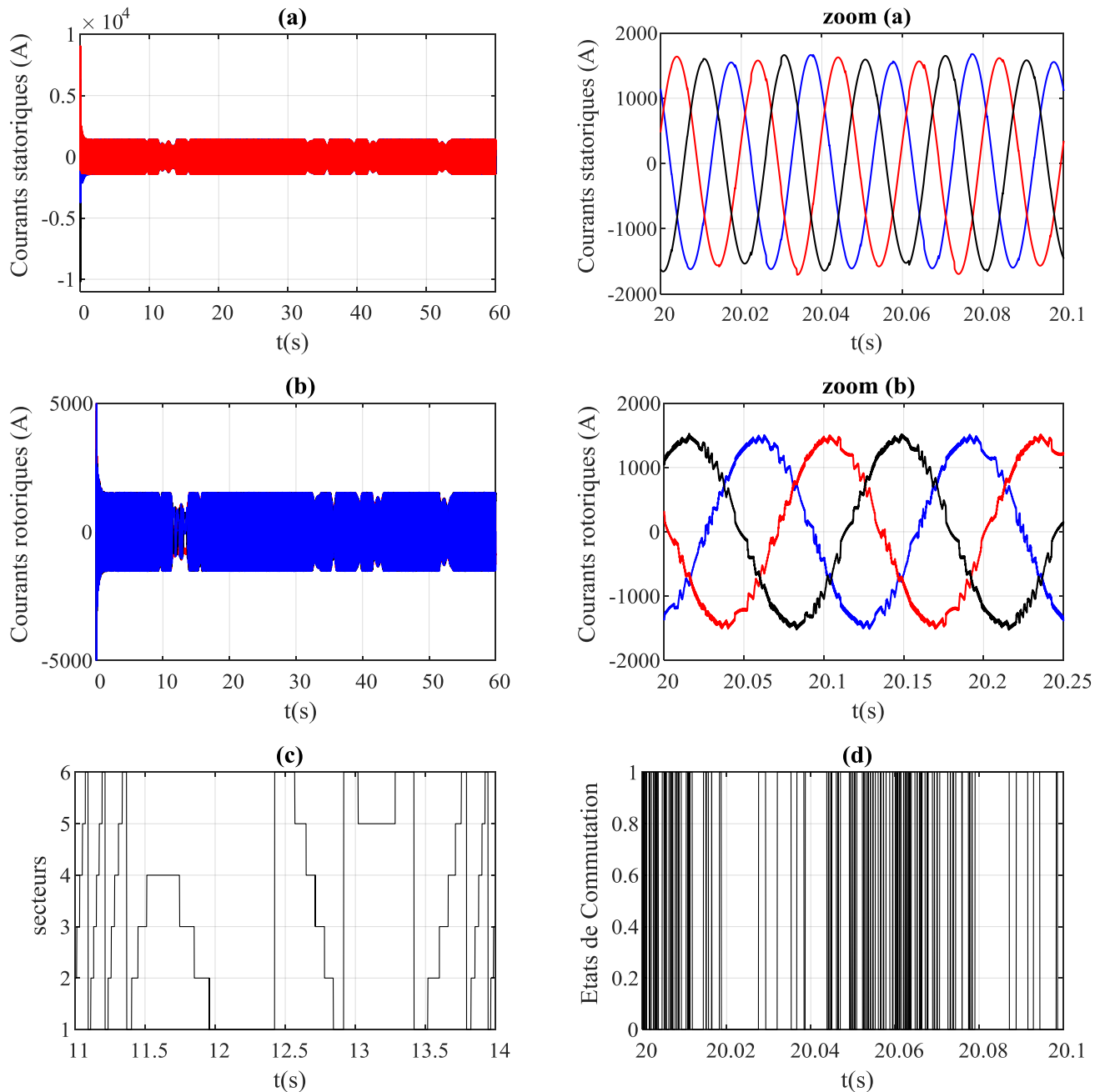


Figure 3.14 Simulation des variables de la génératrice : DTC classique de la GADA

- La figure (3.14c) présente les six secteurs du flux rotorique en remarque le passage du mode de fonctionnement hyposynchrone au mode synchrone par le basculement de l'ordre descendant à l'ordre ascendant des numéros de secteurs.
- Les états de commutation des interrupteurs S_a , S_b , S_c de l'onduleur sont donnés par les figures (3.14d). On remarque que la fréquence de commutation est variable, ce qui conduit à des pertes de commutation.

Les résultats obtenus, confirment les caractéristiques générales de la commande DTC classique alimentée par un onduleur à deux niveaux, car les gains d'utilisation de cette technique par rapport aux autres commandes vectorielles classiques sont représentés par la simplicité dans son schéma synoptique de sa commande, et la rapidité dans le temps de réponse des grandeurs mesurées quelques soit leurs natures (électriques, mécaniques, magnétiques).

Cependant, l'inconvénient majeur causé par cette technique est représenté par des ondulations considérables aux niveaux de la réponse du flux rotorique et particulièrement dans la réponse du couple électromagnétique.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande du système éolien en se basant sur la structure de la commande directe du couple DTC. Cette dernière est très compétitive et attire l'attention des différents chercheurs afin d'aboutir à une commande performante qui répond aux exigences industrielles modernes. La configuration et le principe de la DTC classique basé sur la table de commutation pour le contrôle du convertisseur de la GADA a été détaillé. la DTC classique donne des bonnes performances en matière de régulation grâce au principe de la régulation par hystérésis du couple électromagnétique et de flux rotorique. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de la stratégie de commande utilisée (DTC) pour le contrôle du système de conversion d'énergie éolienne à base de GADA et atteste les performances désirées.

Le comportement de la DTC est lié directement aux contrôleurs du couple et de flux. l'ondulation observée dans le couple et le flux est affectée par le choix des valeurs de la bande hystérésis. Ces ondulations doivent être diminuées le plus possible puisqu'elles causent des vibrations et des bruits audibles dans l'aérogénérateur. Ces ondulations entraînent la fatigue et l'usure de certains composants du système éolien entier. Le choix de la bande d'hystérésis du couple influe directement sur la régulation du couple électromagnétique et le flux rotorique.

Afin de surmonter les inconvénients mentionnés précédemment, nous proposons dans le chapitre suivant, une technique d'optimisation basée sur l'algorithme PSO pour améliorer la commande DTC classique. Et ce par l'ajustement des bandes hystérésis des contrôleurs du couple et de flux ainsi que les paramètres du régulateur de vitesse générant le couple de référence de la commande DTC de la GADA.

Chapitre 4

Optimisation de la Commande DTC de la GADA

4.1 Introduction

Ce chapitre propose une méthodologie d'optimisation pour ajuster les paramètres des différents régulateurs intervenant dans la commande DTC de la génératrice asynchrone à double alimentation d'un système éolien hybride vent batterie. Pour cela, nous utilisons une approche d'optimisation automatique au moyen d'algorithme à essaim de particules PSO. Cet algorithme nous permet d'obtenir les valeurs optimales des paramètres des régulateurs de vitesse, des comparateurs hystérésis du flux et du couple ainsi que les facteurs d'échelles du régulateur flou destiné à l'estimation du vecteur de tension de référence dans la commande floue DTC, proposée par la suite pour l'amélioration des performances de notre système.

En premier temps, une optimisation la commande DTC de la GADA est proposée. Les bandes passantes des comparateurs d'hystérésis conçues pour le contrôle du couple et du flux rotorique de la commande DTC classique et les paramètres du régulateur de vitesse PI à gain variable (VGPI) proposé pour le suivi du point de puissance maximale (MPPT) sont ajustés au moyen d'algorithme à essaim de particules PSO.

En suite, on propose l'optimisation par PSO de la commande floue DFTC appliqué à notre GADA. L'estimateur flou du module du vecteur de tension de référence est optimisé à travers l'ajustement de ses facteurs d'échelle, ainsi que l'ajustement la bande des régulateurs d'hystérésis à trois niveaux utilisés pour la commande DFTC et les paramètres du régulateur VGPI simultanément. L'optimisation des paramètres de ces régulateurs a pour objectifs de réduire les ondulations du couple et du flux rotorique avec une génération maximale de la puissance de l'éolienne et ainsi l'amélioration des performances dynamiques de notre système étudié.

4.2. Méthodes d'optimisation

Une large variété de techniques d'optimisation a été appliquée pour résoudre les problèmes d'optimisations. Ces méthodes peuvent être classifiées en deux groupes : déterministes et stochastiques. Une méthode d'optimisation est dite déterministe lorsqu'elle conduit, pour une solution initiale donnée, au même résultat final. Ce sont en général des méthodes exactes, efficaces, mais qui nécessitent une configuration initiale (point de départ) pour résoudre le problème. Les méthodes stochastiques sont la classe générale des algorithmes et des techniques qui emploient des mécanismes de transition aléatoire pour trouver des solutions optimales à des problèmes difficiles. Cette caractéristique indique que plusieurs exécutions successives de ces méthodes conduisent à des résultats différents pour une même initialisation d'un problème d'optimisation [Ber-19].

4.3. Méthodes stochastiques

Ce sont des méthodes itératives, directe qui nécessitent ni point de départ, ni la connaissance de gradient de la fonction objectif, pour atteindre la solution optimale. Contrairement aux méthodes déterministes, les méthodes stochastiques, possédant un comportement aléatoire approximatif, fournissent une solution de qualité satisfaisante en un temps de calcul en général raisonnable.

Les méthodes stochastiques explorent l'espace des solutions par essais successifs en recherchant les directions les plus favorables. Cependant elles demandent un nombre important d'évaluations de la fonction fitness en comparaison avec les méthodes déterministes exploitant la dérivée de la fonction fitness [Amr-14]. Parmi les différentes méthodes stochastiques, nous allons uniquement nous intéresser aux métaheuristiques. L'arrivée de cette nouvelle classe de méthodes marque une grande révolution dans le domaine de l'optimisation. En fait, elles sont applicables sur une grande variété de problèmes d'optimisation de différentes complexités. En outre, Ces méthodes tirent leur intérêt de leur capacité de fournir des solutions de très bonne qualité en évitant la convergence prématurée vers un optimum local.

Le mot « heuristique » vient du grec «*heuriskein* = trouver» et qualifie tout ce qui sert à la découverte, à l'invention et à la recherche. Les métaheuristiques progressent de façon itérative, où elles manipulent une ou plusieurs solutions à la recherche de l'optimum. Les itérations successives doivent permettre de passer d'une solution de mauvaise qualité à la solution optimale, en alternant des phases d'intensification, de diversification et d'apprentissage. L'état de départ est souvent choisi aléatoirement, ensuite l'algorithme se déroule et s'arrête après avoir atteint un critère d'arrêt, généralement en l'atteinte du temps d'exécution imparti ou en une précision demandée [ELd-14].

La majorité des métaheuristiques sont inspirées des systèmes naturels qui relèvent de la physique (recuit simulé qui est inspiré d'un processus métallurgique), de la biologie et des principes de l'évolution Darwinienne (les algorithmes évolutionnaires et les algorithmes génétiques), de la mémoire des êtres humains (algorithme la recherche tabou), ou encore de l'éthologie ou l'intelligence d'essaim (les algorithmes de colonies de fourmis ou l'optimisation par essaim particulaire) [Ber-19]. La figure 4.1 illustre les différents types des algorithmes métaheuristiques.

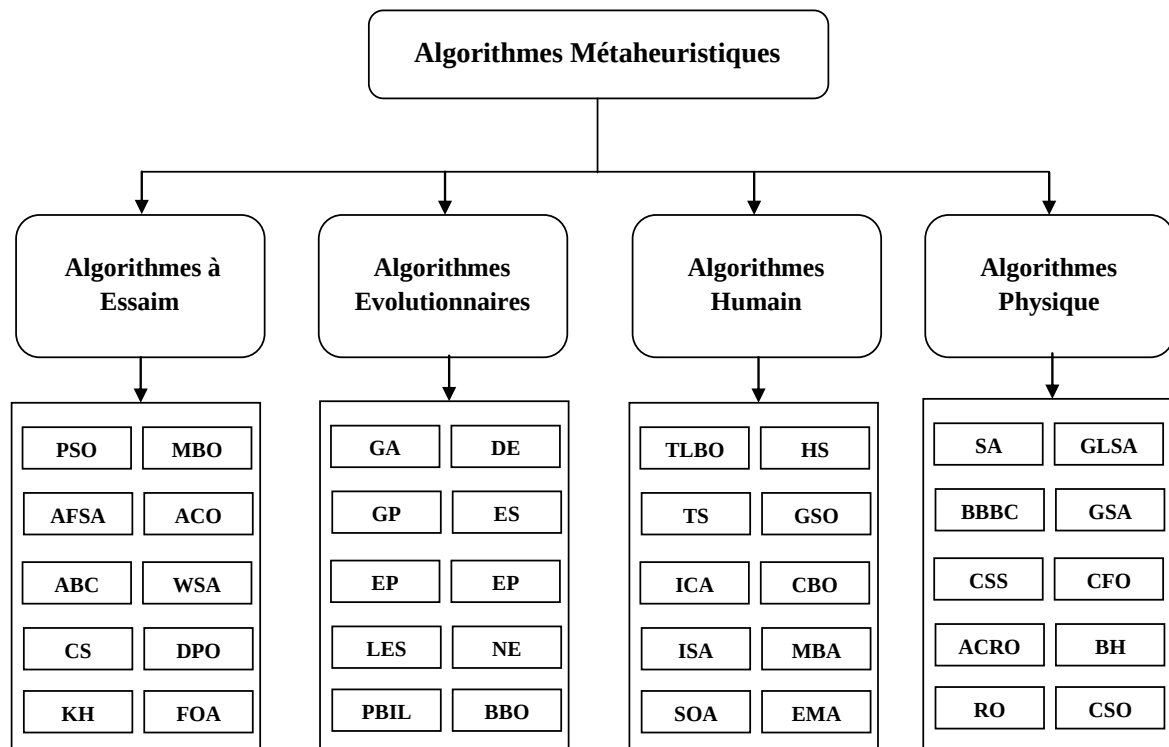


Fig.4.1 Algorithmes Métaheuristiques [Ber-19].

4.4 Optimisation de la commande de la GADA

4.4.1 Algorithme d'optimisation par Essaim de Particules PSO

L'optimisation par essaim particulaire, ou *Particle Swarm Optimization* (PSO) en anglais, est un algorithme à essaim qui utilise une population de solutions candidates pour développer une solution optimale au problème. Cet algorithme a été proposé par Russel Eberhart (ingénieur en électricité) et James Kennedy (socio-psychologue) en 1995 [Ebe-95]. Il s'inspire à l'origine du monde du vivant, plus précisément du comportement social des animaux évoluant en essaim, tels que les bancs de poissons et les vols groupés d'oiseaux. En effet, on peut observer chez ces animaux des dynamiques de déplacement relativement complexes, alors qu'individuellement chaque individu a une « intelligence » limitée, et ne dispose que d'une connaissance locale de sa situation dans l'essaim.

L'information locale et la mémoire de chaque individu sont utilisées pour décider de son déplacement. Des règles simples, telles que « rester proche des autres individus », « aller dans une même direction » ou « aller à la même vitesse », suffisent pour maintenir la cohésion de l'essaim, et permettent la mise en œuvre de comportements collectifs complexes et adaptatifs.

L'essaim de particules correspond à une population d'agents simples, appelés *particules*. Chaque particule est considérée comme une solution du problème, où elle possède une position (le vecteur solution) et une vitesse. De plus, chaque particule possède une mémoire lui permettant de se souvenir de sa meilleure performance (en position et en valeur) et de la meilleure performance atteinte par les particules « voisines » (informatrices) : chaque particule dispose en effet d'un groupe d'informatrices, historiquement appelé son voisinage.

Un essaim de particules, qui sont des solutions potentielles au problème d'optimisation, « survole » l'espace de recherche, à la recherche de l'optimum global. Le déplacement d'une particule est influencé par les trois composantes suivantes :

1. Une composante **d'inertie** : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement ;
2. Une composante **cognitive** : la particule tend à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée ;
3. Une composante **sociale** : la particule tend à se fier à l'expérience de ses congénères et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site déjà atteint par ses voisins.

La stratégie de déplacement d'une particule est illustrée dans la figure 4.2.

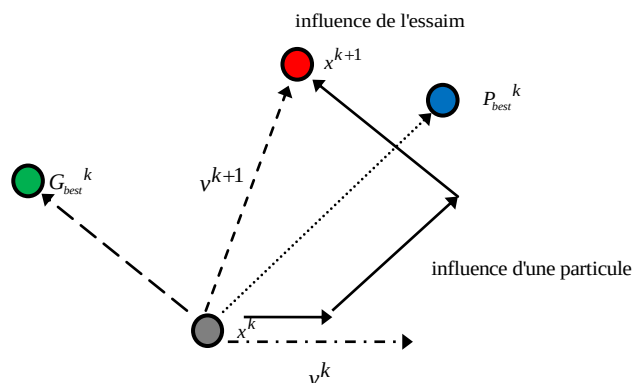


Fig.4.2 Déplacement d'une particule du PSO [Bouk-18].

4.4.2 Formalisation

Dans un espace de recherche de dimension N , la particule i de l'essaim est modélisée par son vecteur position $\vec{x}_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iN})$ et par son vecteur vitesse $\vec{v}_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iN})$. La qualité de sa position est déterminée par la valeur de la fonction *fitness* en ce point. Cette particule garde en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on note $\vec{pbest}_i = (pbest_{i1}, pbest_{i2}, \dots, pbest_{iN})$. La meilleure position atteinte par les particules de l'essaim est notée $\vec{Gbest}_i = (gbest_{i1}, gbest_{i2}, \dots, gbest_{iN})$.

Au départ de l'algorithme, les particules de l'essaim sont initialisées de manière aléatoire/régulière dans l'espace de recherche du problème. Ensuite, à chaque itération, chaque particule se déplace, en combinant linéairement les trois composantes citées ci dessus. En effet, à l'itération $k+1$, le vecteur vitesse et le vecteur position sont calculés à partir de l'équation (4.1) et de l'équation (4.2), respectivement.

$$v_{i,j}^{k+1} = wv_{i,j}^k + c1r1[pbest_{i,j}^k - x_{i,j}^k] + c2r2[gbest_{i,j}^k - x_{i,j}^k] \quad \text{avec } j \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (4.1)$$

$$x_{i,j}^{k+1} = x_{i,j}^k + v_{i,j}^{k+1} \quad \text{avec } j \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (4.2)$$

$c1$ et $c2$ sont deux constantes, appelées coefficients d'accélération ; $r1$ et $r2$ sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans $[0, 1]$, à chaque itération k et pour chaque dimension j . w est une constante, appelée coefficient d'inertie ;

$$w = w_{\max} - \left(\frac{w_{\max} - w_{\min}}{k_{\max}} \right) \times k \quad (4.3)$$

Où $k_{\max}$, k sont le nombre maximal d'itérations et le nombre actuel d'itérations, respectivement. Où $w_{\min}$ et $w_{\max}$ sont respectivement les poids minimum et maximum [Ber-19].

Les trois composantes mentionnées ci-dessus (i.e. *d'inertie*, *cognitive* et *sociale*) sont représentées dans l'équation (4.1) par les termes suivants :

1. $wv_{i,j}^k$ correspond à la composante *d'inertie* du déplacement, où le paramètre contrôle l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement futur ;

2. $c1r1[pbest_{i,j}^k - x_{i,j}^k]$ correspond à la composante *cognitive* du déplacement, où le paramètre $c1$ contrôle le comportement cognitif de la particule ;
3. $c2r2[gbest_{i,j}^k - x_{i,j}^k]$ correspond à la composante *sociale* du déplacement, où le paramètre $c2$ contrôle l'aptitude sociale de la particule.

Une fois le déplacement des particules effectué, les nouvelles positions sont évaluées et les deux vecteurs $\vec{Pbest}_i$ et $\vec{Gbest}_i$ sont mis à jour, à l'itération $k+1$, suivant les deux équations (4.4) (dans le cas d'une minimisation) et (4.5) (dans une version globale de PSO), respectivement. Cette procédure est présentée dans l'Algorithme 4.1, où N est le nombre de particules de l'essaim.

$$\vec{Pbest}_i(K+1) = \begin{cases} \vec{Pbest}_i(K+1), & \text{si } f(\vec{x}_i(K+1)) \geq \vec{Pbest}_i(K+1) \\ \vec{x}_i(K+1), & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.4)$$

$$\vec{Gbest}_i(K+1) = \arg \min_{\vec{Pbest}_i} f(\vec{Pbest}_i(K+1)), \quad 1 \leq i \leq N \quad (4.5)$$

4.1 Algorithme d'optimisation par essaim particulaire PSO

- 1 Initialiser** aléatoirement N particules : position et vitesse.
- 2 Evaluer** les positions des particules
- 3 Pour** chaque particule i , $pbest_i^k = x_i^k$
- 4 Calculer** $\vec{Gbest}$ selon (4.5)
- 5 tant que** le critère d'arrêt n'est pas satisfait **faire**
- 6 Déplacer** les particules selon (4.1) et (4.2)
- 7 Evaluer** les positions des particules
- 8 Mettre à jour** $\vec{Pbest}_i$ et $\vec{Gbest}_i$ selon (4.4) et (4.5)
- 9 fin.**

4.5 Optimisation de la commande DTC classique par PSO

Dans cette partie, on propose l'optimisation de la commande DTC classique se basant sur des comparateurs à hystérésis pour le control du couple et du flux rotorique de la GADA, en association d'un régulateur de vitesse VGPI pour la génération du couple électromagnétique de référence.

Généralement, les bandes des comparateurs d'hystérésis et les paramètres du contrôleur VGPI sont ajustés manuellement, ce qui reste difficile et prend beaucoup de temps. Afin de surmonter ce problème, nous utiliserons dans la présente étude l'algorithme PSO pour optimiser les paramètres du contrôleur VGPI et l'amplitude des comparateurs d'hystérésis.

4.5.1 Régulateur VGPI de la commande MPPT à vitesse optimale

Dans la commande DTC classique du système étudié, le couple de référence T_{em}^* est obtenu par la méthode de commande MPPT à vitesse optimale qui régule la vitesse du rotor en utilisant un contrôleur proportionnel et intégral (PI) afin de maintenir le rapport de vitesse spécifique λ à une valeur optimale λ_{opt} à laquelle la puissance extraite est maximale.

Dans le schéma proposé, le contrôleur de vitesse PI du contrôle MPPT est remplacé par un contrôleur de VGPI comme illustré sur la figure (4.3), et ce pour surmonter le problème de dépassement existant dans le cas de l'utilisation d'un contrôleur PI pour le contrôle de vitesse [Ame-20].

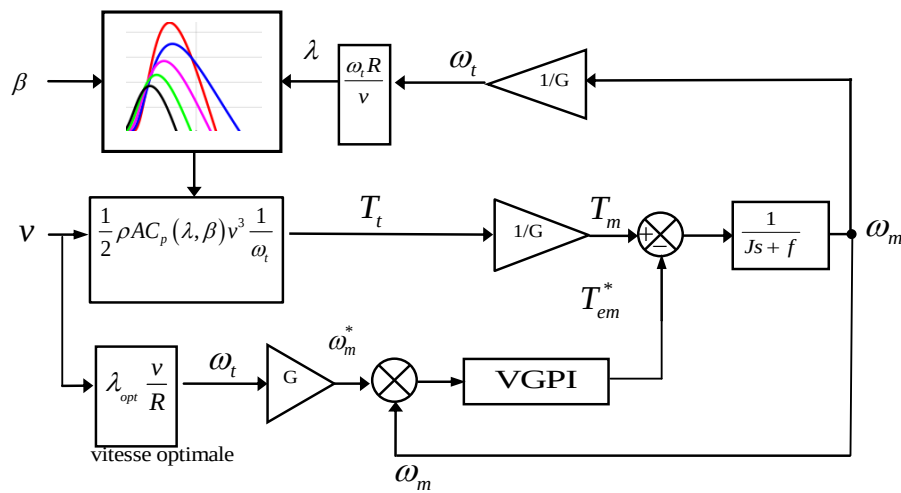


Fig.4.3 Commande MPPT à vitesse optimale avec un contrôleur VGPI

Le contrôleur VGPI a la même structure qu'un contrôleur PI classique avec des gains proportionnel et intégral variables (Fig.4.4) [Mil-06], en effet : Chaque gain du régulateur possède quatre paramètres :

- Valeur initiale du gain : c'est le réglage du démarrage qui contribue à l'élimination du dépassement.
- Valeur finale du gain : c'est le réglage du régime permanent qui permet le rejet rapide des perturbations
- Fonction du régime transitoire du gain : c'est une courbe polynomiale de degré n qui relie la valeur initiale du gain à sa valeur finale.
- Temps de saturation t_s : c'est le temps que prend le gain pour atteindre sa valeur finale (gain devient constant).

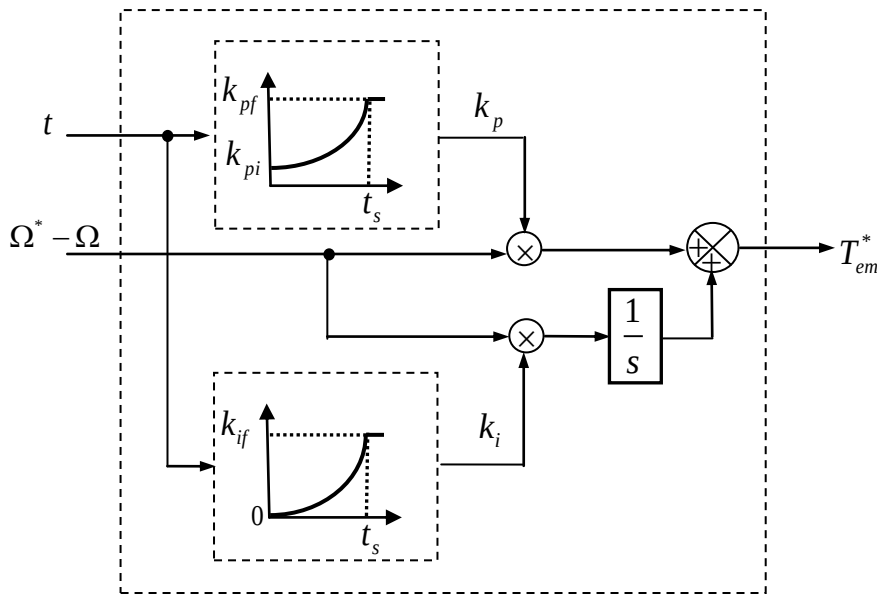


Fig.4.4 Structure du régulateur PI à gains variable [Mil-06].

Le degré n de la fonction polynomiale en mode transitoire de gain est défini comme le degré du contrôleur VGPI. Si $e(t)$ est l'entrée de signal du contrôleur VGPI, la sortie est donnée par [Mil-06]:

$$k_p = \begin{cases} \left(k_{pf} - k_{pi}\right)\left(\frac{t}{t_s}\right)^n + k_{pi} & \text{if } t < t_s \\ k_{pf} & \text{if } t \geq t_s \end{cases} \quad (4.6)$$

$$k_i = \begin{cases} k_{if} \left(\frac{t}{t_s}\right)^n & \text{if } t < t_s \\ k_{if} & \text{if } t \geq t_s \end{cases} \quad (4.7)$$

Où k_{pi} et k_{pf} sont respectivement la valeur initiale et la valeur finale du gain proportionnel et k_{if} la valeur finale du gain d'intégrateur du contrôleur de gain variable. la valeur initiale de k_i est considérée comme nulle afin de contribuer à l'élimination du dépassement [Dra-10].

4.5.2 Ajustement conventionnel du Contrôleur VGPI

Conventionnellement, les étapes de réglage du régulateur VGPI sont comme suit [Mil-07] :

- a. Choisir un VGPI du premier ordre (par exemple), et choisir une grande valeur de k_{if} (valeur qui permet un rejet rapide des perturbations de charge).
- b. Choisir une valeur approprié de t_s , tel que : $t_s \leq 2s$.
- c. Déterminer la valeurs initiale et finale de k_p qui permettent l'élimination du dépassement de vitesse, en procédant comme suit :
 - ✓ Détermination de k_{pi} : prendre $k_{pi} = k_{pf}$, de valeurs aussi petites que possible, en simulant le système à contrôler augmenter graduellement la valeur de k_{pi} (tout en maintenant $k_{pi} = k_{pf}$), jusqu'à ce que le dépassement atteint sa valeur minimale. Le réglage de k_{pi} est celui qui donne la valeur minimale du dépassement.

- ✓ Détermination de k_{pf} : En simulant le système, augmenter graduellement k_{pf} jusqu'à ce que le dépassement soit totalement éliminé, on relève alors la valeur de k_{pf}
- d. Si le dépassement n'est pas totalement éliminé alors le temps de saturation t_s n'est pas suffisamment grand. Augmenter le graduellement sans dépasser sa valeur limite, et répéter l'étape (c) jusqu'à élimination complète du dépassement.
- e. Si à la valeur limite de t_s le dépassement n'est pas éliminé, alors la valeur de k_{if} est trop grande. Diminuer graduellement jusqu'à complète élimination du dépassement.
- f. Si le réglage du VGPI obtenu ne donne pas les performances souhaités en cas de perturbation, alors, il faut augmenter le degré du régulateur et choisir une grande valeur k_{if} de et répéter les étapes (b), (c), (d) et (e).

4.5.3. Effet de la bande d'hystérésis des comparateurs

La commande DTC utilise des comparateurs à hystérésis, qui par leurs largeurs de bande peuvent influencer les performances de celle-ci agissant sur l'ondulation du flux et du couple, et la fréquence de commutation des interrupteurs statiques [Cas-06].

Des travaux ont montré que la bande d'hystérésis du régulateur de flux affecte la distorsion du courant statorique en terme d'harmoniques d'ordre inférieur, et la bande d'hystérésis du régulateur de couple affecte la fréquence de commutation donc les ondulations du couple [Rez-09]. [Tou-08].

4.5.3.1. Effet de la bande d'hystérésis du comparateur de flux

L'élargissement de la bande d'hystérésis H_ψ du régulateur de flux (H_T étant fixe) influe à la fois sur la trajectoire du flux rotorique qui s'écarte de sa forme circulaire désirée en se rapprochant à une forme plutôt hexagonale, et sur la forme d'onde des courants qui s'éloigne de la forme sinusoïdale. Par contre le couple semble ne pas subir de grandes influences.

4.5.3.2. Effet de la bande d'hystérésis du comparateur de couple

Au fur et à mesure que la bande du régulateur de couple H_T augmente (H_ψ étant fixe) .les ondulations du couple augmentent à leurs tours. Mais le fait de réduire la bande augmente la fréquence de commutation.

Plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature afin d'améliorer les performances de la DTC, mais peut d'entre elles ont investigué sur l'amélioration des comparateurs à hystérésis.

L'un des objectifs de cette thèse est de présenter une solution à ces problèmes par l'utilisation de la technique d'optimisation PSO pour ajuster la bande d'hystérésis des comparateurs de la DTC.

4.5.4 Ajustement du Contrôleur VGPI et des comparateurs d'hystérésis par PSO

Dans les études précédentes, l'utilisateur devait ajuster les valeurs des paramètres du VGPI par la méthode d'essai et d'erreur pour obtenir une meilleure réponse. De même dans la commande DTC classique la largeur de la bande d'hystérésis des comparateurs est souvent choisie dans une plage de [2%-5%] des valeurs nominales du couple et de flux. [Al Q-18] .Malheureusement, la sélection manuelle de tous ces paramètres est assez fastidieuse et parfois imprécise.

Dans cette partie de notre travail, les valeurs des paramètres des contrôleurs (VGPI et Hystérésis) , sont ajustés d'une manière rapide et optimale en utilisant la technique d'optimisation avec amélioration des performances du système contrôlé.

Donc, ici, le but de l'application de l'algorithme d'optimisation dans la commande DTC classique est :

- Ajuster les valeurs des paramètres du régulateur VGPI ($n, k_{pi}, k_{pf}, k_{if}, t_s$) désigné pour le contrôle de vitesse de notre système de conversion d'énergie.
- Ajuster largeur de la bande d'hystérésis des comparateurs à hystérésis H_T et H_ψ désignés pour le contrôle du couple et du flux rotorique.

L'algorithme d'optimisation (PSO) cité dans la session précédente est utilisé pour l'ajustement des paramètres des régulateurs de la commande DTC classique.

4.5.5 Construction de la fonction fitness

Le concept de la DTC classique optimisée est de minimiser les erreurs de vitesse, de couple et du flux rotorique simultanément.

L'amplitude de bande des comparateurs à hystérésis doit être réglée de manière à ce que les ondulations du couple et du flux du rotor soient réduites sans augmenter la fréquence et les pertes de commutation.

De plus, les paramètres du contrôleur VGPI doivent être sélectionnés de manière à minimiser le dépassement et le temps de stabilisation de la vitesse et à améliorer la stabilité du système. Pour y parvenir, une fonction de fitness est formulée pour le processus d'optimisation et se compose de trois termes basés sur le critère de performance ISE (*Integral Square Error*) [Ame-20]. L'organigramme de l'algorithme PSO de la DTC optimisée est illustré dans la figure 4.5.

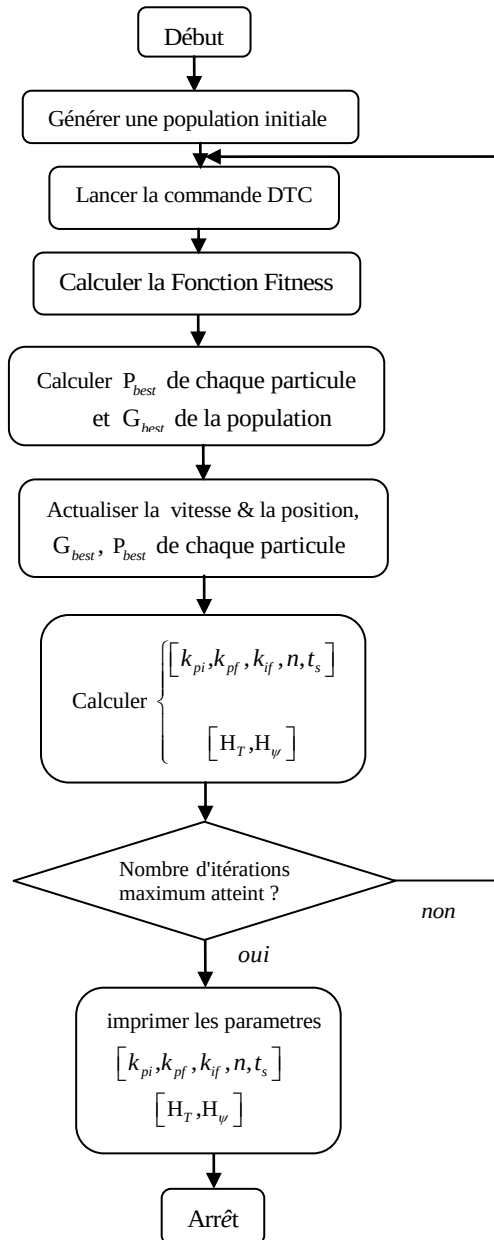


Figure.4.5 Organigramme de l'algorithme PSO de la commande DTC classique

La fonction de fitness (ou de coût, ou d'objectif) est définie par :

$$f_{itess} = \int_0^t \left(k_{\omega} \cdot e^2_{\omega_r}(t) + k_T \cdot e^2_{T_e}(t) + k_{\psi} \cdot e^2_{\psi_r}(t) \right) d(t) \quad (4.8)$$

Où $e_{\omega}(t)$, $e_{T_e}(t)$ et $e_{\psi_r}(t)$ sont respectivement l'erreur de vitesse du rotor, l'erreur de couple et l'erreur de flux du rotor. k_{ω} , k_T et k_{ψ_r} sont des facteurs de pondération tel que ($k_{\omega} + k_T + k_{\psi_r} = 1$).

Pour évaluer les performances de la commande DTC classique optimisée de la GADA, l'indice d'erreur quadratique moyenne (RMSE) est utilisé comme principale critère de performance pour la comparaison des résultats obtenus pour les trois essais d'optimisation :

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n e_x(t)^2}{n}} \quad (4.9)$$

Les ondulations du couple et du flux sont réduites avec la baisse du RMSE [Ayr-18]. Les indices de performance sont résumés dans le tableau 4.1.

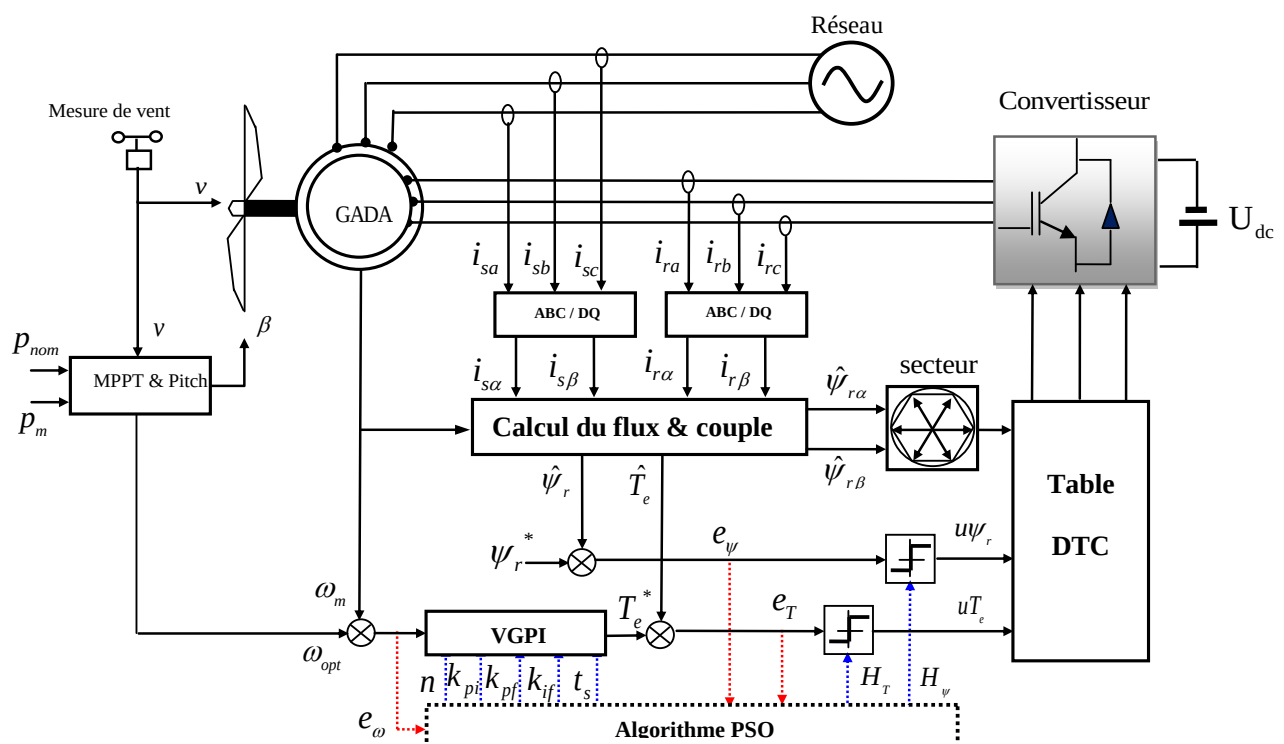


Fig.4.6 Structure de la Commande DTC classique optimisée par algorithme PSO

4.5.6 Résultats d'optimisation de la commande DTC classique

A partir des deux paramètres (population et nombre d'itérations) de l'algorithme PSO, trois essais d'optimisation sont retenues et qui visent à évaluer la performance d'optimisation.

Les résultats des performances d'optimisation sont présentés à l'aide de graphiques de convergence dans la figure (4.7). De tels graphiques retracent l'obtention des meilleures valeurs de la fonction fitness $f_{fitness}$ et l'itération à laquelle elles ont été obtenues. Ainsi on considérera plus souhaitable un cas qui minimise le plus possible $f_{fitness}$ et qui converge rapidement.

Les valeurs optimisées des paramètres des différents régulateurs obtenues par chaque essai sont récapitulés dans le Tableau 4.1. Aussi, et pour nous permettre de choisir les paramètres optimaux, une comparaison des indices de performances obtenues pour chaque essai est illustrée dans le tableau 4.1.

Paramètres de l'algorithme PSO	Tableau 4.1 Résultats d'optimisation de la DTC		
	Essai N°1 population= 20 iteration=50	Essai N°2 population= 30 iteration=50	Essai N°3 population=40 iteration=50
Régulateur VGPI optimisé			
n	2	5	3
k_{if}	287300	312600	303300
k_{pi}	370120	241900	298900
k_{pf}	391400	369400	388800
t_s	0.7334	0.2373	0.2778
Bandes d'hysteresis optimisées			
H_T	187	181.3	163.1
H_v	0.07941	0.04365	0.03280
Indices de performances	Essai N°1	Essai N°2	Essai N°3
Dépassement de vitesse à $t= 0$ s	0.0566 %	0 %	0 %
Chute de vitesse à $t= 1.5$ s	0.8521 %	0.3652 %	0 %
Dépassement de vitesse à $t= 3.5$ s	0.5214 %	0.2317 %	0%
Temps de réponse (s)	0.0666	0.02645	0.03485
RMSE du couple	156	46.28	21.49
RMSE du flux	0.007964	0.006386	0.006050
Fonction de Fitness	0.4211	0.4206	0.4204

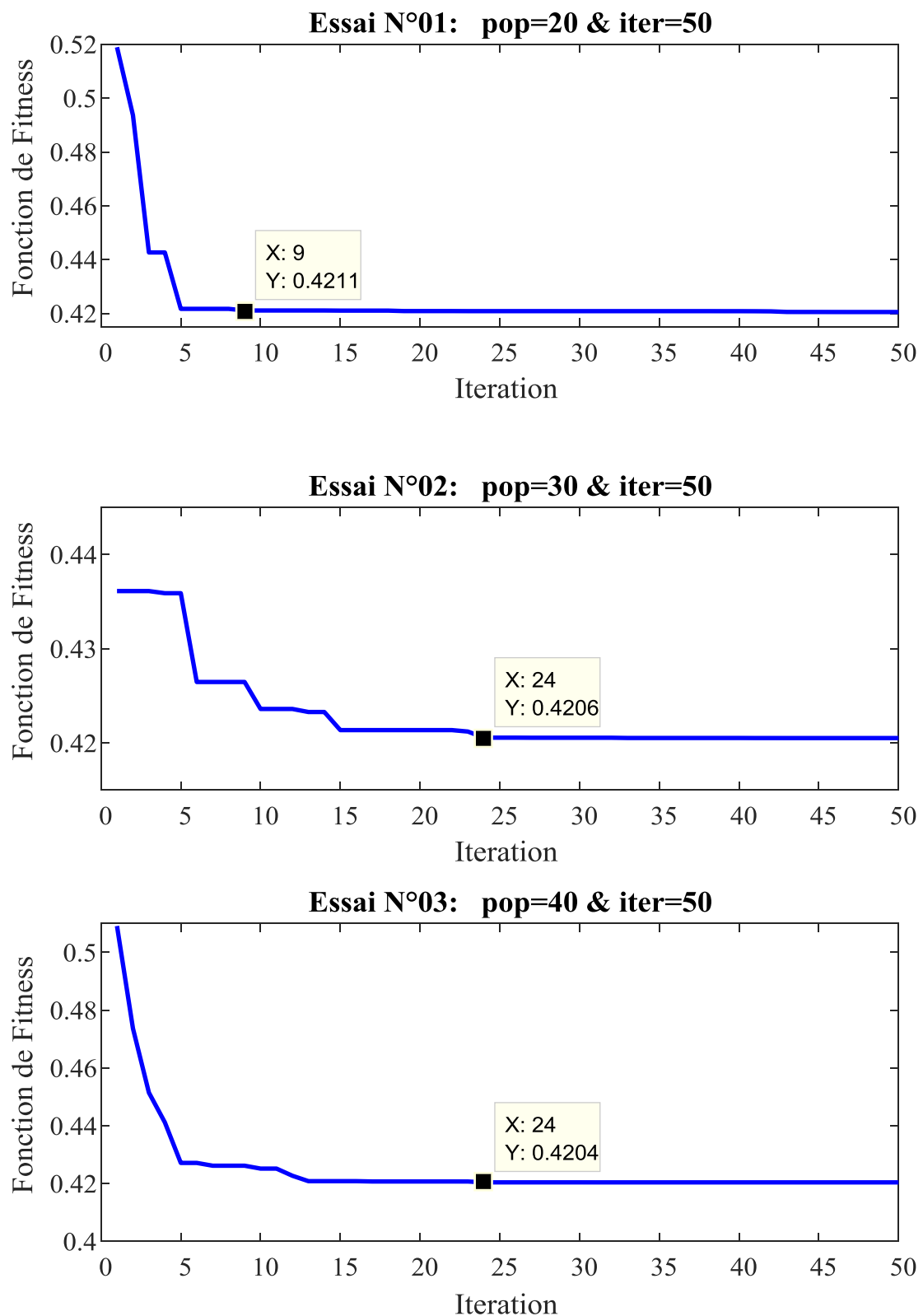


Figure 4.7 Convergence de la Fonction de Fitness

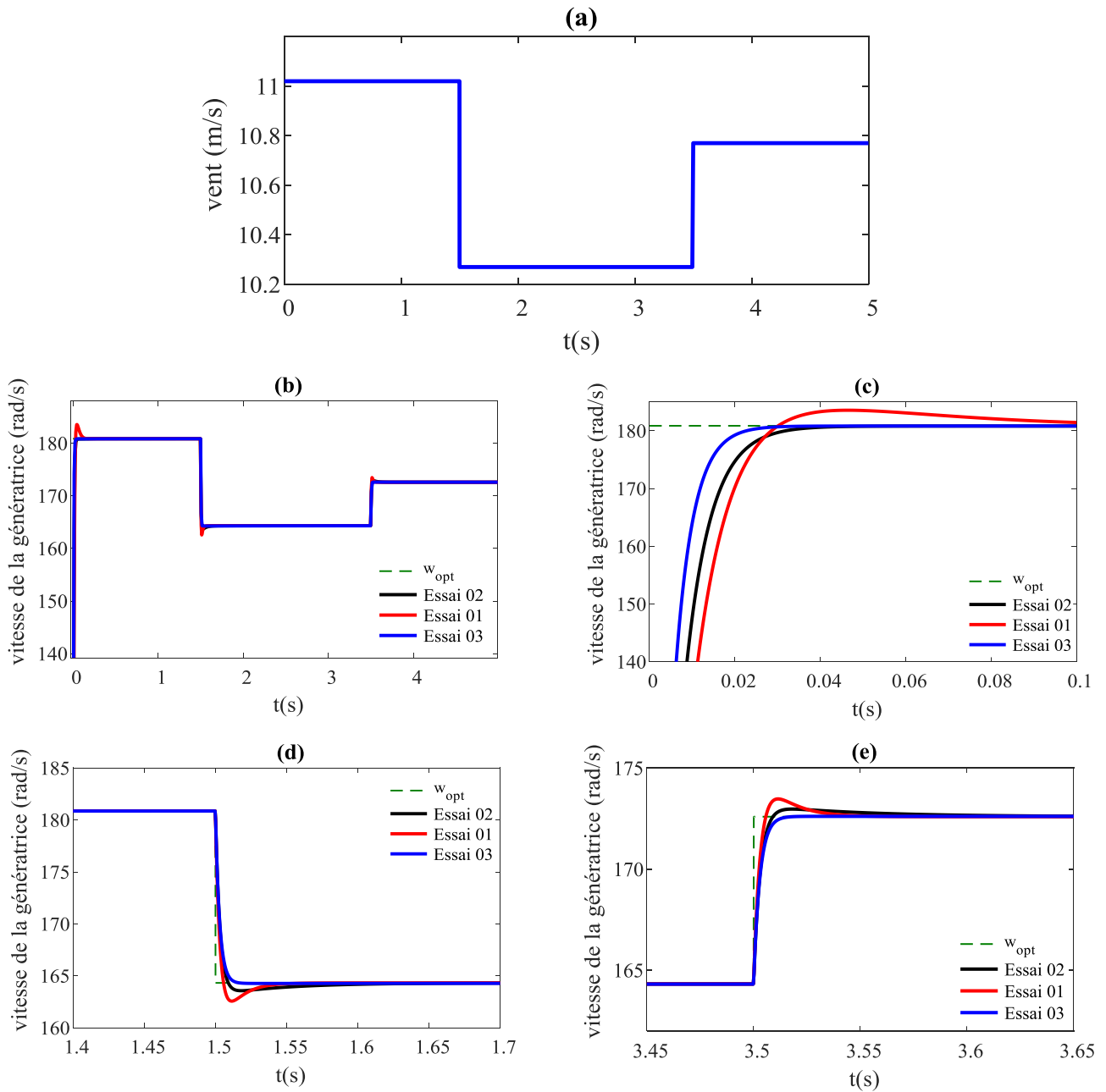


Figure 4.8 Résultats d'optimisation : Réponses de la vitesse

La figure 4.8 illustre la comparaison des allures de vitesse de la génératrice obtenue par les trois essais. A partir de cette comparaison, on peut constater que la meilleure réponse est réalisée avec le VGPI de l'essai N°3.

Aussi, et d'après la comparaison des indices de performances, on peut constater que les meilleurs résultats sont réalisés dans l'essai N°3. Les valeurs optimisées dans cet essai seront donc retenues pour les régulateurs de la DTC classique optimisée.

4.5.7 Résultats de simulation de la DTC optimisée

Pour vérifier les performances de la stratégie de commande DTC optimisée, des études de simulation ont été réalisées dans l'environnement Matlab /Simulink avec les mêmes conditions de simulation de la commande DTC classique du chapitre précédent.

Afin d'illustrer l'efficacité du schéma de contrôle, l'éolienne est soumise à un vent variable comme illustré sur la figure 3.11. Le système est configuré pour fonctionner dans la zone de maximisation et dans la zone de limitation de puissance dans lesquelles une optimisation de l'énergie éolienne est recherchée. La référence de couple électromagnétique est obtenue de la boucle de commande MPPT avec le régulateur VGPI.

4.5.7.1 Simulation des variables de la turbine sous la DTC optimisée

- La figure 4.9 (a) montre que la réponse transitoire de la vitesse de la turbine ne subie aucun dépassement, c'est du principalement à l'effet de du couple de référence obtenue par la commande MPPT utilisant un régulateur VGPI dont le rôle principal est l'élimination des dépassements de la variable contrôlée.
- La figure 4.9 (b) montre l'allure du ratio de la vitesse spécifique qui est très proche sa valeur qui doit être égale environ à 7 au démarrage, au même moment la figure 4.9 (c) montre que le coefficient de puissance C_p n'atteigne pas sa valeur de référence $C_{pmax} = 0.48$. en régime établi, l'allure des deux paramètres reflète l'amélioration du fonctionnement de la commande MPPT basée sur le contrôleur VGPI, le contrôle Pitch de l'angle d'orientation ne subit aucun changement vu qu'il est complètement Independent du contrôle MPPT.
- La figure 4.9 (d) présente l'allure de la puissance mécanique de la turbine, en remarque une meilleure poursuite du maximum de puissance au instants ou la vitesse du vent est ou dessous de sa valeur nominale. la limitation de puissance à sa valeur nominale est assurée aux instants où le vent dépasse sa valeur nominale par le contrôle de l'angle d'orientation des pales.
- La figure 4.9 (e), montre que la variation de l'angle d'orientation des pales du système Pitch n'a pas subie de changement par rapport à la commande DTC classique puisque le même régulateur PI a été préservé pour le contrôle pitch.

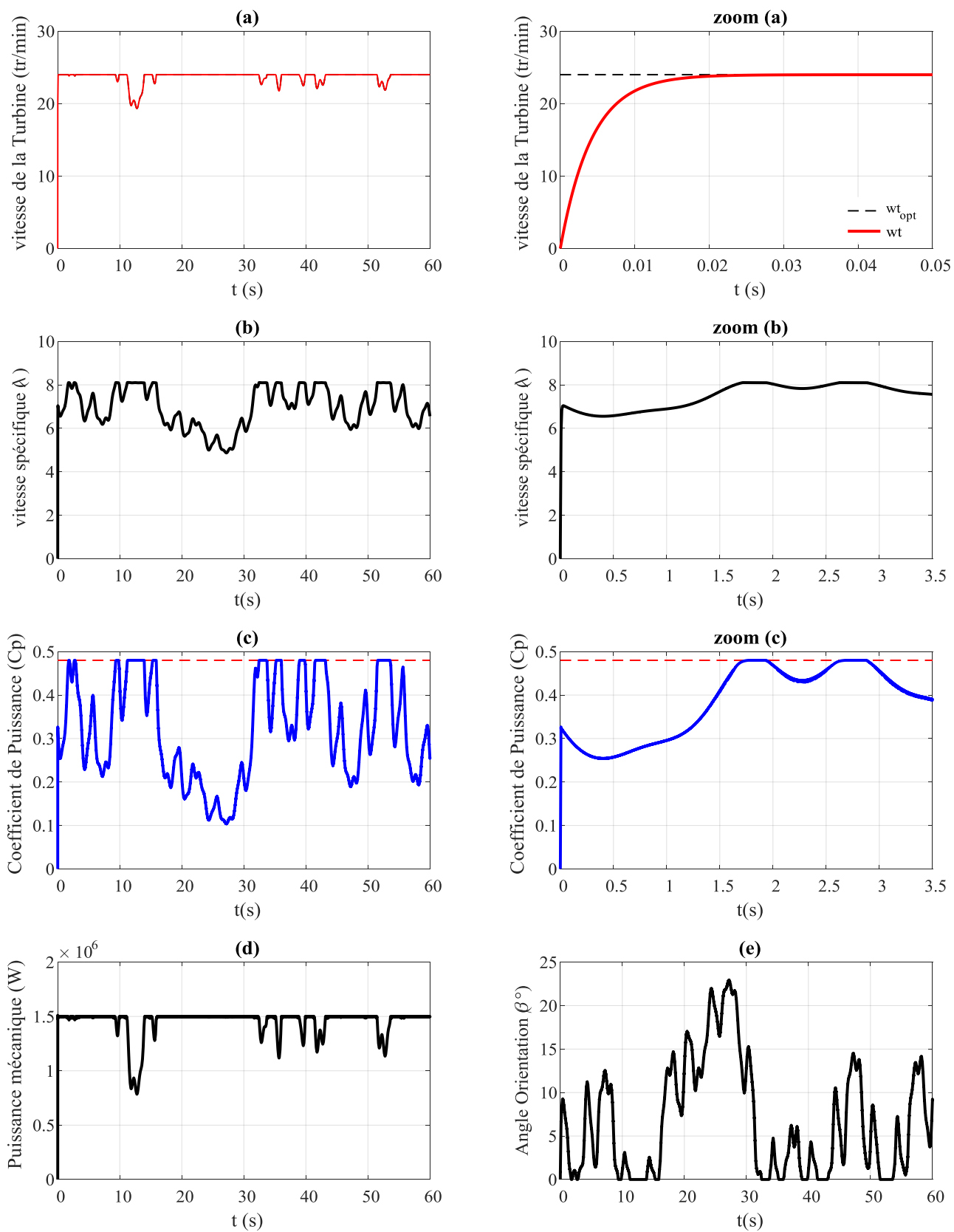


Figure 4.9 Simulation des variables de la turbine : DTC classique optimisée de la GADA

4.5.7.2 Simulation des variables de la génératrice sous la DTC optimisée

L'un des principaux objectifs de la commande du GADA est de fournir la qualité souhaitée de puissances active et réactive demandée par le réseau électrique. Les résultats de la figure 4.10 confirment que la DTC optimisée est capable de fournir un fonctionnement avec des performances dynamiques élevées et un bon suivi des références du couple et du flux. Pour démontrer davantage les performances, des zooms des résultats de simulation sont présentés sur la figure 4.10.

- Les courbes des figures (4.10a) présentent les résultats de simulation du couple électromagnétique. A travers ces résultats, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de couple de référence générée par la turbine avec une réduction des oscillations. Les dépassements des bandes du comparateur sont minimisés dans ce cas en comparant avec la DTC classique voir figure (4.10.a).
- La figure (4.10b) montre que le module du vecteur flux suit parfaitement sa référence et que celui-ci s'établit plus rapidement que celui de la DTC classique. Dans la figure (4.10c), l'évolution du flux dans le plan $(\alpha \beta)$, est parfaitement circulaire et montre moins d'ondulation. Ce qui indique que la DTC optimisée présente une faible dynamique de flux et de couple par rapport à la DTC classique.
- Dans la figure (4.10e) les puissances statoriques débitées par le stator possèdent de la même allure que la puissance mécanique de la turbine qui varie suivant la variation du vent grâce à la stratégie de commande de l'éolienne pour permettre à de fonctionner dans les conditions optimales. On remarque l'apport de l'optimisation de la DTC sur la qualité de l'énergie produite par la diminution considérable des fluctuations des puissances statoriques de la GADA.

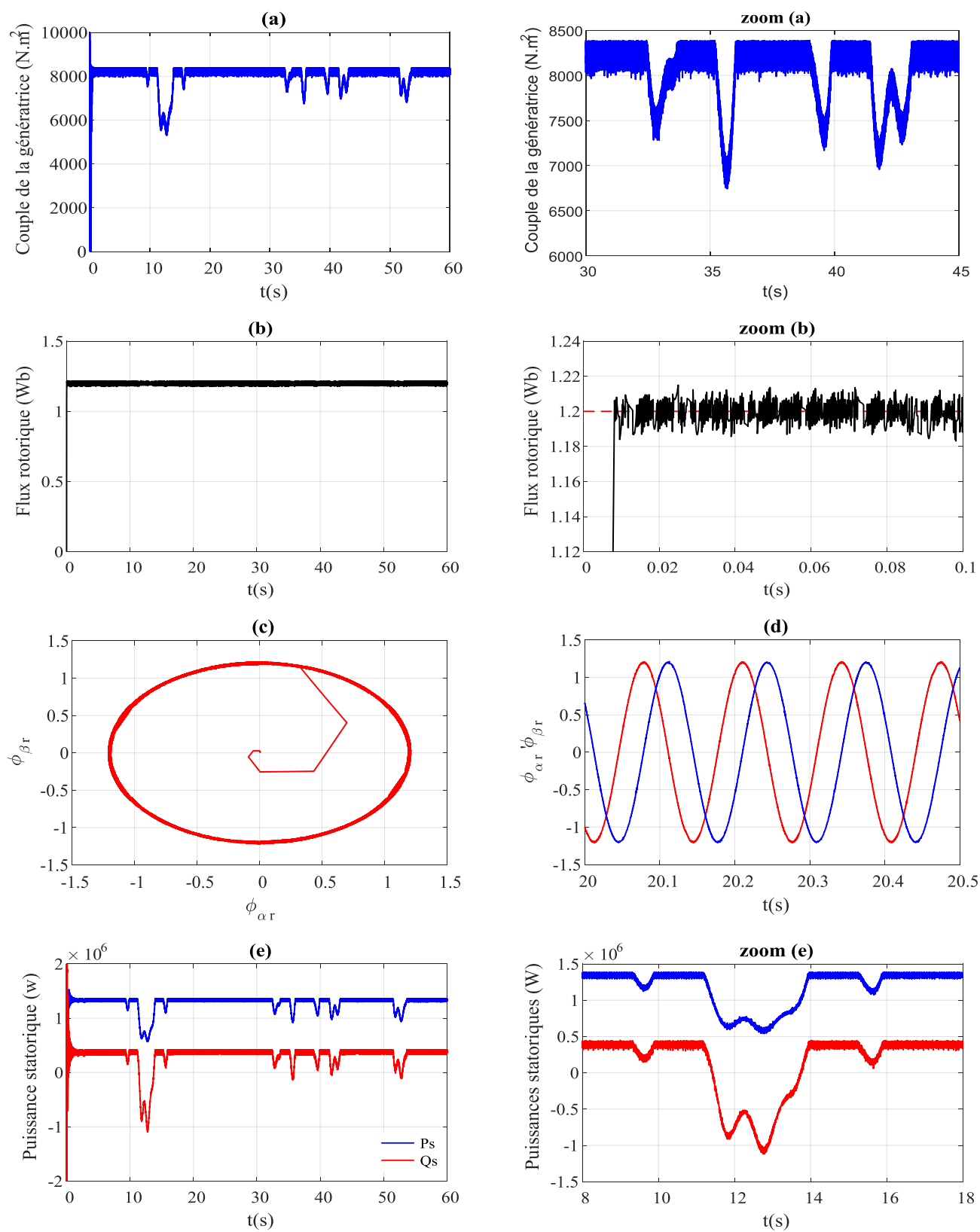


Figure 4.10 Simulation des variables de la génératrice : DTC classique optimisée de la GADA

- La figure (4.11-a) montre l'allure des courants statoriques qui présente une forme sinusoïdale moins ondulée par rapport à celle de la commande DTC classique.

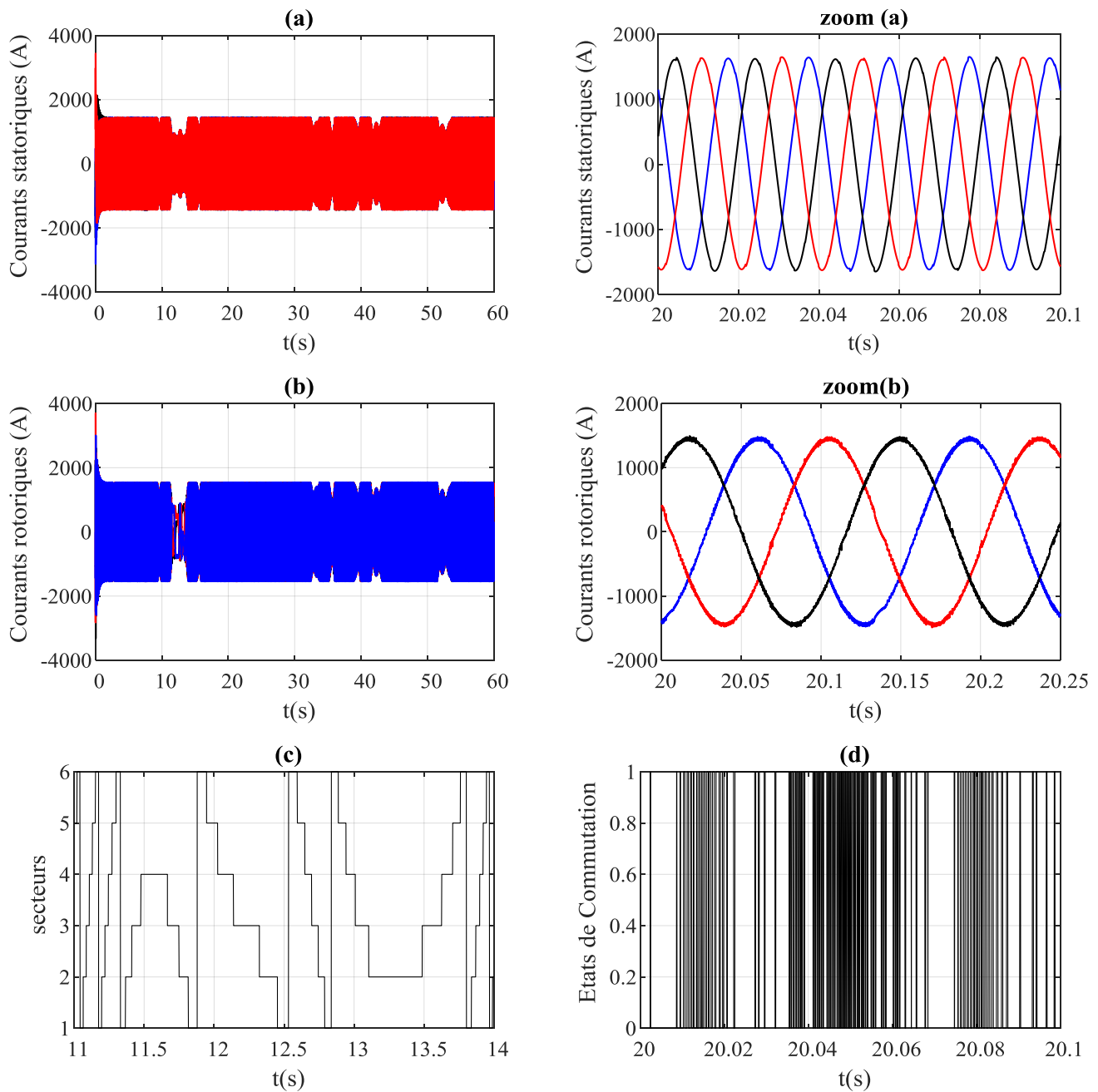


Figure 4.11 Simulation des variables de la génératrice : DTC classique optimisée de la GADA

- Le courant rotorique triphasé est aussi sinusoïdale mais bruité et haché (zoom figure 4.11-b), ceci est due à la fréquence de commutation variable ce qui conduit à des pertes de commutation des interrupteurs, c'est l'inconvenant qui persiste même avec la DTC optimisée.
- Les états de commutation des interrupteurs S_a , S_b , S_c sont donnés par la figures (4.11-d), où on remarque que les interrupteurs fonctionnent régulièrement avec des phases de mise en veille plus au moins régulière, ce qui permet de mieux maîtriser la fréquence de commutation.
- la figure (4.11-d), présente les six secteurs du flux rotorique, on remarque le passage facile du mode hyposynchrone au mode hypersynchrone à travers le changement d'ordre de régression des numéros des secteurs.

4.6 Optimisation de la commande DTC floue par PSO

La commande directe du couple DTC présente deux inconvénients majeurs, il s'agit de l'ondulation du flux rotorique et du couple électromagnétique ainsi que la variation de la fréquence de commutation.

Pour faire face à ces inconvénients, on suggère l'utilisation de la commande floue directe du couple qui est une approche modifiée de la DTC basée sur la technique de modulation vectorielle avec maintien des comparateurs à hystérésis. un régulateur à logique floue est conçu pour générer le module du vecteur tension, associé à une table de sélection qui calcul l'incrément de l'angle de vecteur tension. l'objectif est d'amener le flux rotorique et le couple électromagnétique vers leurs références d'une façon optimale. Les variables de sortie ainsi obtenues sont utilisées par une MLI vectorielle pour commander l'onduleur de tension [Mil-07], [Har-10]. dans cette partie, nous proposons d'optimiser simultanément les régulateurs associés à cette commande à savoir : le régulateur VGPI, les contrôleurs d'hystérésis et le régulateur flou.

4.6.1 Commande Directe Floue du Couple (DFTC) de la GADA

D'après l'équation 3.9, le module du flux rotorique ne peut être maintenu constant que si la direction du vecteur tension de référence choisie est perpendiculaire à la direction du flux rotorique à chaque période d'échantillonnage T_{sp} . Ceci n'est pas possible avec la commande directe du couple classique car elle ne peut utiliser durant la durée de chaque secteur de l'hexagone que deux vecteurs de tensions fixes permettant à l'extrémité du flux rotorique de demeurer dans une bande autour de sa valeur de référence. De plus le module du vecteur tension prend toujours la valeur maximale $U_{dc} / \sqrt{3}$.

Ceci va entraîner des variations importantes dans la position du flux et ainsi dans la valeur du couple. Quand le couple se trouve autour de sa bande d'erreur, sa grande variation va générer de fortes ondulations du couple. Pour contrarier ce problème on utilise la MLI vectorielle, qui permet de générer le vecteur tension dont la position et le module sont choisis de telle manière à conduire le vecteur flux rotorique et le couple électromagnétique vers leur référence d'une manière optimale [Mil-06].

4.6.1.1 Génération du vecteur tension de référence

4.6.1.2 Sélection de la position du vecteur tension :

La position du vecteur tension de référence par rapport au vecteur flux rotorique doit être choisie de manière à maintenir le flux rotorique et le couple électromagnétique dans une bande d'erreur optimale autour de leur valeur de référence. Si δv_r est l'angle entre le vecteur de tension de référence et le vecteur flux, alors cet angle choisi en prenant en compte les considérations suivantes :

- Si le flux rotorique se trouve sous la limite inférieure de sa bande d'erreur ($u\psi_r = 1$), trois cas se présentent :
 - Le couple se trouve sous la limite inférieure de sa bande d'erreur ($uT_e = 1$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps augmenter le module du flux et augmenter le couple. Cet angle doit donc être positif pour augmenter le couple et inférieur à $\pi/2$ pour augmenter le module du flux. Plus l'angle δv_r est proche de $\pi/2$, plus le contrôle du flux est meilleur en régime permanent. Par contre ce choix provoque la plus grande augmentation du couple et peut le conduire à un mauvais contrôle. Le choix de $\pi/3$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à l'intérieur de sa bande d'erreur ($uT_e = 0$) : dans ce cas l'angle $\delta v_r = 0$ est choisi afin d'augmenter le flux et ne pas changer la valeur du couple.
 - Le couple se trouve au dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($uT_e = -1$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps augmenter le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif pour diminuer le couple et supérieur à $-\pi/2$ pour augmenter le module du flux. Le choix de $-\pi/3$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.

- Si le flux rotorique se trouve à l'intérieur de sa bande d'erreur ($u\psi_r = 0$), le choix de l'angle δv_r est fait de manière à maintenir le flux constant. $\delta v_r = -\pi/2$ est choisie dans le cas où le couple se trouve au dessous de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($uT_e = -1$), et $\delta v_r = \pi/2$ est choisie dans le cas contraire.
- Si le flux rotorique se trouve au dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($u\psi_r = -1$), trois cas se présentent :
 - Le couple se trouve sous la limite inférieure de sa bande d'erreur ($uT_e = 1$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et augmenter le couple. Cet angle doit donc être positif pour augmenter le couple et se situer dans l'intervalle $[\pi/2, \pi]$ afin de diminuer le module du flux. Le choix de $2\pi/3$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à l'intérieur de sa bande d'erreur ($uT_e = 0$) : dans ce cas l'angle $\delta v_r = \pi$ est choisi afin de diminuer le flux et ne pas changer la valeur du couple.
 - Le couple se trouve au dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($uT_e = -1$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif pour diminuer le couple et se situer dans l'intervalle $[-\pi, -\pi/2]$ afin de diminuer le module du flux. Le choix de $-2\pi/3$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.

Le tableau 4.2 montre la table proposée pour la sélection de l'angle δv_r avec :

$$\theta_{réf} = \delta v_r + \delta \quad (4.10)$$

Tableau 4.2 Sélection de l'angle δv_r [Mil-06]									
$u\psi_r$	1			0			-1		
uT_e	1	0	-1	1	0	-1	1	0	-1
δv_r	$+\frac{\pi}{3}$	0	$-\frac{\pi}{3}$	$+\frac{\pi}{2}$	$+\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	$+\frac{2\pi}{3}$	$+\pi$	$-\frac{2\pi}{3}$

4.6.1.3 Sélection module du vecteur tension

Le module du vecteur tension doit être choisi de manière à minimiser l'erreur du couple et du flux. Un contrôleur à logique floue est conçu afin de générer le module du vecteur tension approprié.

Le schéma de base du contrôleur proposé est donné par la Figure 4.12.

Les erreurs du couple e_T et du flux e_ψ sont multipliées par des « facteurs d'échelles » G_{ε_T} et G_{ε_ψ} afin d'obtenir les grandeurs normalisées e_{nT} et $e_{n\psi}$. Ces grandeurs sont utilisées par le bloc de fuzzification afin d'être transformées en valeurs floues $\tilde{e}_T$ et $\tilde{e}_\psi$.

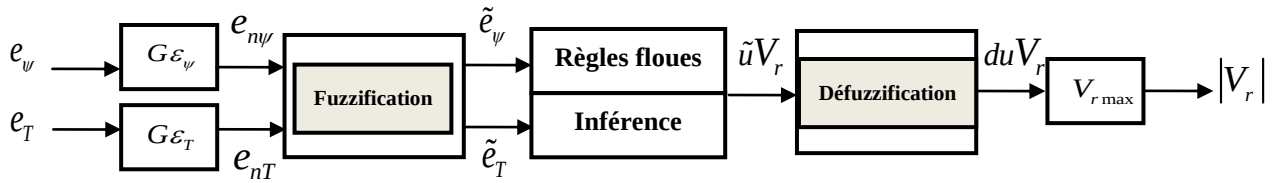


Fig.4.12 Structure du contrôleur flou du module de la tension

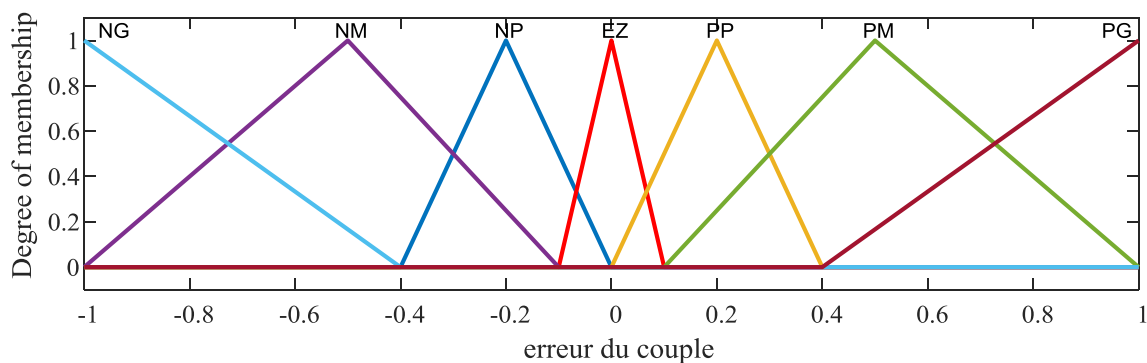
Ces dernières sont utilisées par le bloc des règles de contrôle flou pour obtenir la variable floue de sortie ($\tilde{u}V_r$) à partir de laquelle on obtient par défuzzification la valeur physique de sortie (duV_r). Le module du vecteur tension approprié est obtenu en multipliant la valeur physique de sortie (duV_r) par la valeur maximale souhaitée $V_{r\max}$. Dans notre cas on a choisie la valeur maximale comme étant celle obtenu en utilisant une modulation SVM avec un indice de modulation maximum ($m_{\max}=1$).

D'où :

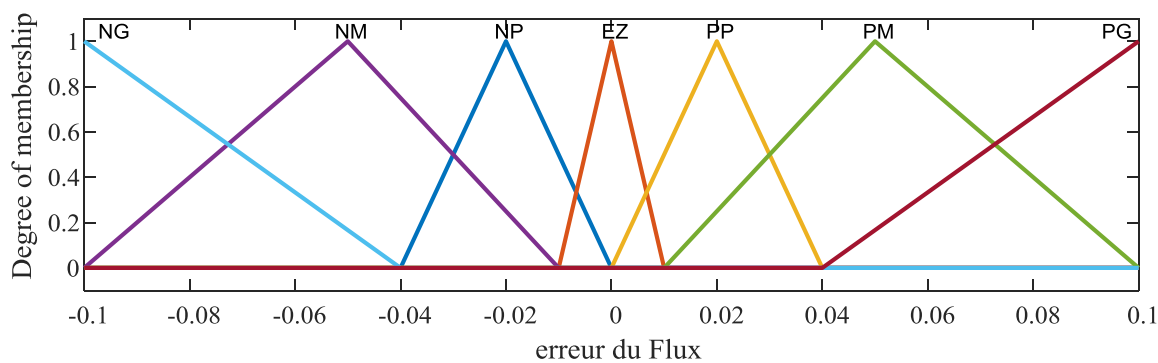
$$|V_r| = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} (duV_r) \quad (4.11)$$

La Figure 4.13 donne les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées et de sorties du contrôleur flou. Des fonctions d'appartenance triangulaire ont été choisies.

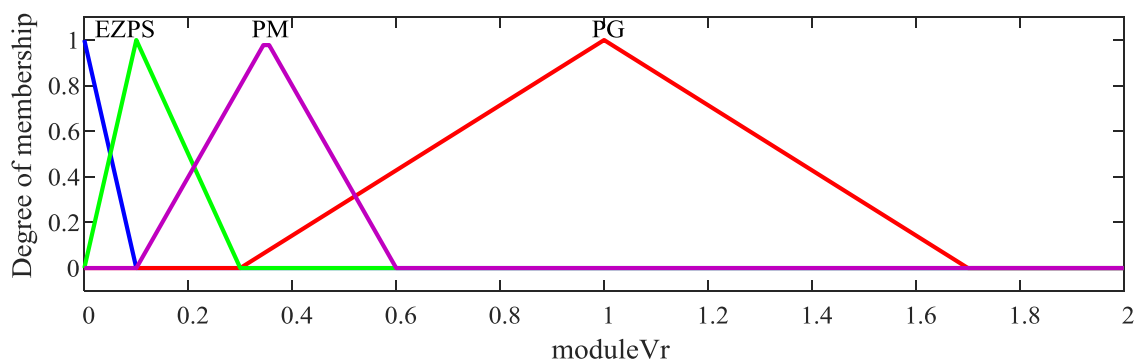
Les univers de discours utilisés sont $[-1, 1]$ pour l'erreur du couple normalisé, $[-0.1, 0.1]$ pour l'erreur du flux normalisée et $[0, 2]$ pour la sortie floue.



(a) fonctions d'appartenance de l'erreur du couple (entrée1)



(b) fonctions d'appartenance de l'erreur du flux (entrée2)



(c) fonctions d'appartenance du module de tension (sortie)

Fig.4.13 Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie du contrôleur flou

Pour la détermination des règles du contrôleur proposé on a fait appel à l'expertise et à l'expérience. On a considéré les objectifs qu'on devait atteindre puis on a écrit les règles en conséquence :

Premier objectif : Si le couple est très loin de sa bande d'erreur alors, quelque soit la valeur du flux, on doit choisir un module de tension maximale. Cet objectif nous donne quatorze règles comme indiquées dans le tableau 4.3.

Deuxième objectif : Si le couple se trouve à une distance moyenne de sa bande d'erreur alors, quelque soit la valeur du flux, on doit choisir un module de tension moyen. Cet objectif nous donne quatorze autres règles comme indiquées dans le tableau 4.3.

Troisième objectif : Si le couple se trouve à une petite distance de sa bande d'erreur alors, quelque soit la valeur du flux, on doit choisir un petit module de tension. Cet objectif nous donne quatorze autres règles comme indiquées dans le tableau 4.3.

Quatrième objectif : Si le couple se trouve dans sa bande d'erreur alors le choix du module dépend de la valeur du flux. Si le flux se trouve à l'intérieur ou à une petite distance de sa bande d'erreur alors on doit choisir un module de tension aux environs de zéro. Si le flux se trouve à une moyenne ou grande distance de sa bande d'erreur alors on doit choisir un petit module de tension. Cet objectif nous donne quatorze autres règles comme indiquées dans le tableau 4.3.

Tableau 4.3 règles floues [Har-10]

$\tilde{u}V_r$		$\tilde{e}_{T_{em}}$						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
$\tilde{e}_{\psi_r}$	NG	PG	PM	PS	PS	PS	PM	PG
	NM	PG	PM	PS	PS	PS	PM	PG
	NP	PG	PM	PS	EZ	PS	PM	PG
	EZ	PG	PM	PS	EZ	PS	PM	PG
	PP	PG	PM	PS	EZ	PS	PM	PG
	PM	PG	PM	PS	PS	PS	PM	PG
	PG	PG	PM	PS	PS	PS	PM	PG
NG : Négatif Grand, NM : Négatif Moyen, NP : Négatif Petit, EZ : Environ Zéro PP : Positif Petit, PM : Positif Moyen et PG : Positif Grand								

La Figure 4.14 montre la surface caractéristique du contrôleur floue proposé

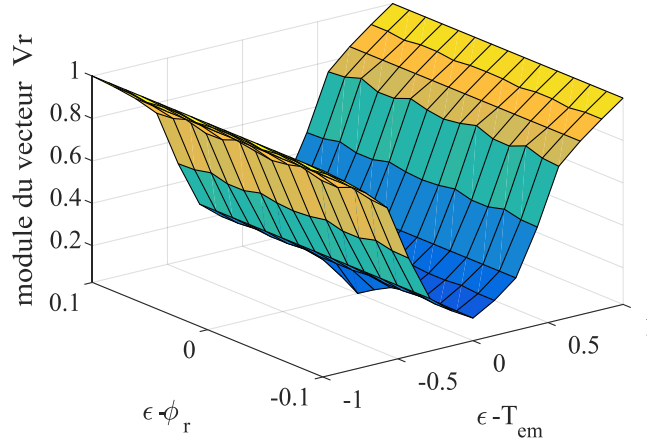


Fig.4.14 Surface caractéristique du régulateur floue

4.6.1.4 Génération des états des interrupteurs du convertisseur

Le vecteur tension ainsi obtenue est délivré à la modulation vectorielle qui génère les états S_a , S_b , et S_c des interrupteurs en utilisant l'algorithme suivant :

- Calculer les composantes biphasées $V_{r\alpha}$, $V_{r\beta}$ du vecteur tension désiré $\vec{V}_r$ en utilisant les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = V_r \cos(\theta_{réf}) \\ V_{r\beta} = V_r \sin(\theta_{réf}) \end{cases} \quad (4.12)$$

- Calculer le numéro du secteur où se trouve le vecteur tension désiré.
- Obtenir les vecteurs de commutation SV_1 et SV_2 ainsi que leur cycle de fonctionnement T_1 et T_2 . Calculer ensuite le cycle de fonctionnement du vecteur de commutation nul $T_0 = 1 - T_1 - T_2$
- Calculer la position relative de l'horloge (PRH) dans le temps d'échantillonnage en utilisant les équations suivantes :

$$PRH = \text{Rem}(t / T_{sp}) / T_{sp} \quad (4.13)$$

La valeur du PRH va permettre d'obtenir les composantes S_a , S_b et S_c du vecteur de commutation selon la routine suivante :

1. Si $PRH < T_0 / 4$ alors le vecteur de commutation est $V_0 = [000]$.
2. Sinon, si $PRH < T_0 / 4 + T_1 / 2$ alors le vecteur de commutation est SV_1 .
3. Sinon, si $PRH < T_0 / 4 + (T_1 + T_2) / 2$ alors le vecteur de commutation est SV_2 .
4. Sinon, si $PRH < 3T_0 / 4 + (T_1 + T_2) / 2$ alors le vecteur de commutation est $V_7 = [111]$.
5. Sinon, si $PRH < 3T_0 / 4 + T_1 / 2 + T_2$ alors le vecteur de commutation est SV_2 .
6. Sinon, si $PRH < 3T_0 / 4 + T_1 + T_2$ alors le vecteur de commutation est SV_1 .
7. Sinon, le vecteur de commutation est $V_0 = [000]$.

4.6.2 Optimisation de la commande DFTC par l'algorithme PSO

Dans cette partie, les valeurs des paramètres des contrôleurs (VGPI et Hystérésis) ainsi que les facteurs d'échelle du contrôleur flou du vecteur de tension de référence de la commande DFTC, sont ajustés en utilisant la technique d'optimisation PSO.

Donc, ici, le but de l'application de l'algorithme d'optimisation est :

- Ajuster les valeurs des paramètres du régulateur de vitesse VGPI désigné pour avoir le couple de référence.
- Ajuster la largeur des bandes d'hystérésis des comparateurs du couple et du flux rotorique.
- L'ajustement des facteurs d'échelle du contrôleur flou du vecteur de tension de référence.

4.6.2.1 Construction de la fonction fitness

L'objectif de la DFTC optimisée est de minimiser les ondulations du couple, du flux rotorique et de fournir la qualité souhaitée des puissances active et réactive générées par la GADA.

Dans la DFTC optimisée ; L'amplitude des bandes des comparateurs à hystérésis doit être réglée de manière à ce que les ondulations du couple et du flux rotorique soient réduites, les paramètres des contrôleurs VGPI doivent être ajustés de manière à minimiser les fluctuations du couple de référence et le module du vecteur de tension de référence issu du contrôleur flou doit être optimale.

Pour atteindre ces objectifs d'optimisation, la fonction de fitness (ou d'objectif) basé sur le critère de performance ISE est retenue [Sam-16],[Son-17],[Lai-18].

La fonction de fitness est définie par :

$$f_{fitness} = \int_0^t \left(k_{\omega} \cdot e^2_{\omega_r}(t) + k_T \cdot e^2_{T_e}(t) + k_{\psi} \cdot e^2_{\psi_r}(t) \right) dt \quad (4.14)$$

L'organigramme de l'algorithme PSO de la DFTC optimisée est illustré à la figure 4.15.

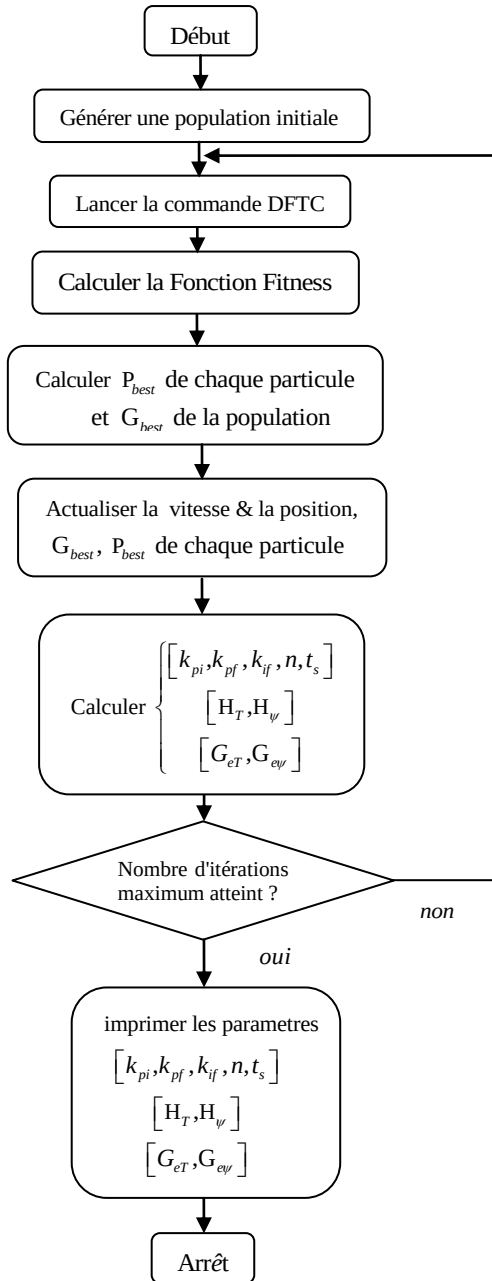


Figure.4.15 Organigramme de l'algorithme PSO de la commande DFTC optimisée

4.6.2.2 Résultats d'optimisation de la commande DFTC

La Figure 4.16 présente la convergence de la fonction fitness obtenue lors de l'optimisation de la commande DFTC par PSO avec les mêmes essais appliqués dans l'optimisation de la DTC classique. Dans ce cas-ci, les trois cas semblent très similaires et peu de conclusions sont à tirer d'après les graphiques de convergence. En terme de vitesse de convergence, elle est similaire dans les trois cas, puisqu'aucune tendance ne se dégage. Néanmoins l'essai N°3 permet d'avoir une réduction de la fonction fitness.

D'après les résultats d'optimisation compilés dans le Tableau 4.4, on constate que dans l'essai N°1 et l'essai N°2, l'optimisation arrive presque aux mêmes résultats. Cependant, le cas de l'essai N°3 avec toutes ces valeurs optimisés permet d'arriver à l'optimum en termes d'indices de performances.

Paramètres de l'algorithme PSO	Tableau 4.4 Résultats d'optimisation de la DFTC		
	Essai N°1 population= 20 iteration=50	Essai N°2 population= 30 iteration=50	Essai N°3 population=40 iteration=50
Régulateur VGPI optimisé			
n	3	2	4
k_{if}	290300	203300	314200
k_{pi}	213700	238900	250700
k_{pf}	391400	388800	313200
t_s	0.3817	0.2778	0.3296
Bandes d'hysteresis optimisées			
H_T	181	173.8	160.1
H_{ψ}	0.03943	0.03009	0.02613
Contrôleur Flou optimisé			
$G\varepsilon_T$	0.116	0.103	0.121
$G\varepsilon_{\psi}$	0.081	0.056	0.073
Indices de performances	Essai N°1	Essai N°2	Essai N°3
Dépassement de vitesse à $t= 0$ s	0 %	0 %	0 %
Chute de vitesse à $t= 1.5$ s	0.3476 %	0.2317 %	0 %
Dépassement de vitesse à $t= 3.5$ s	0.426 %	0.7912 %	0 %
Temps de réponse (s)	0.0326	0.0475	0.0326
RMSE du couple	11.78	10.12	7.59
RMSE du flux	0.004359	0.002937	0.001102
Fonction de Fitness	0.4193	0.4191	0.4182

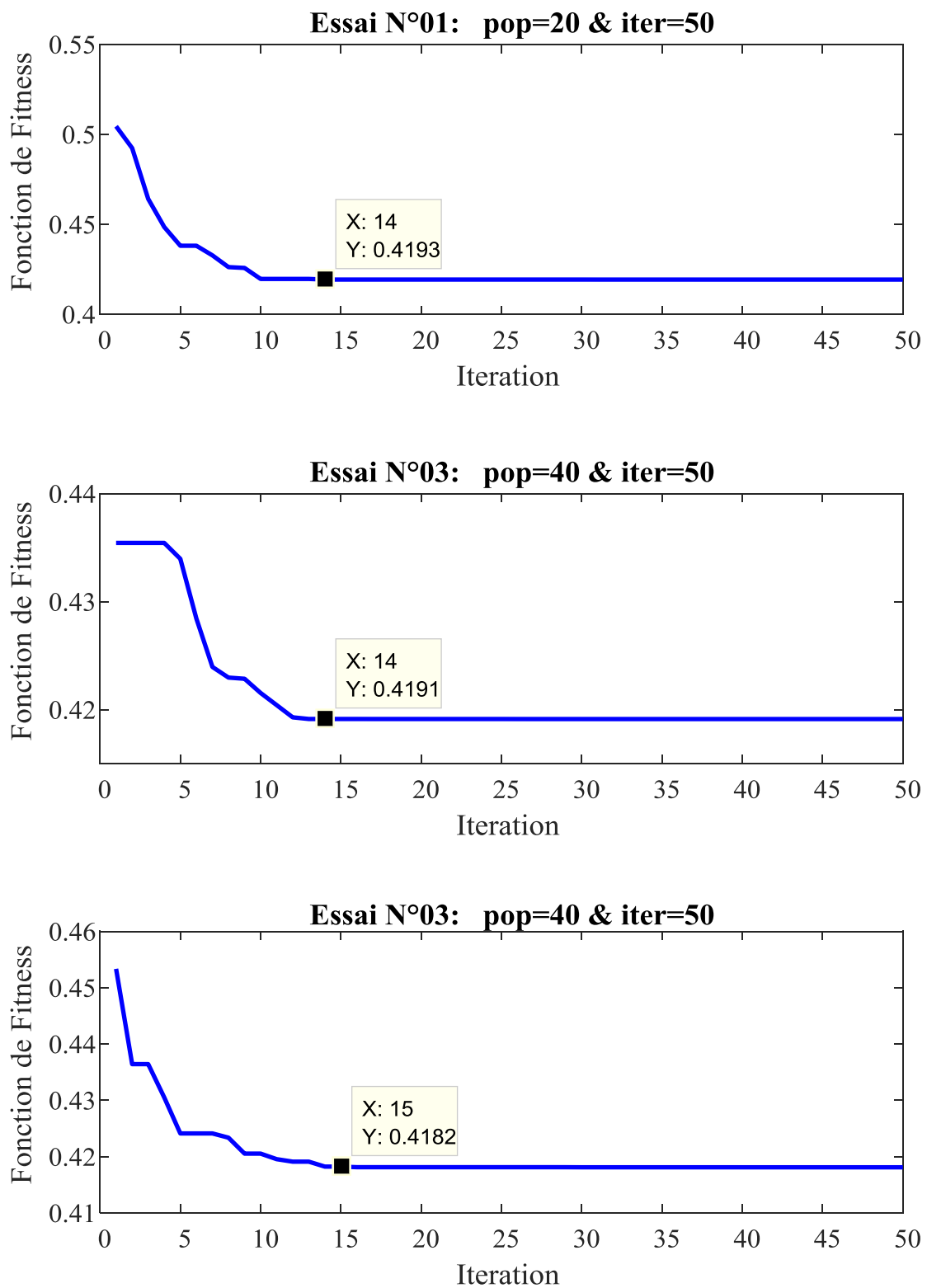


Figure 4.16 Convergence de la Fonction de Fitness

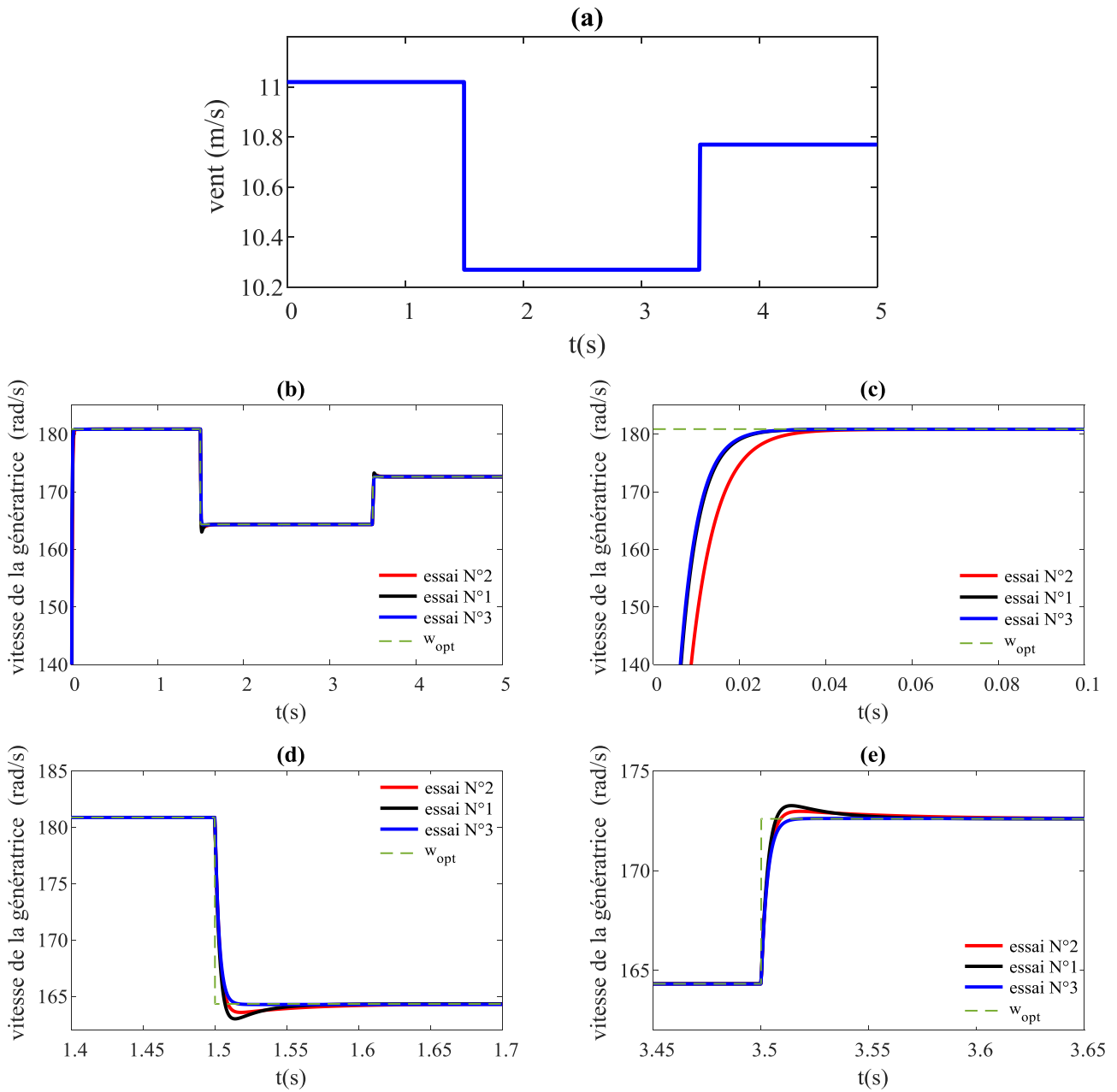


Figure 4.17 Résultats d'optimisation : réponses de la vitesse

La figure 4.17 illustre les réponses de la vitesse issues des trois essais.

Encore une fois ici, le fait de choisir les paramètres de l'algorithme PSO de l'essai N°3 s'avère convenable pour l'optimisation de nos régulateurs comparativement aux deux autres essais étant donné que l'optimum atteint est meilleur.

Le schéma global de la commande DFTC optimisée est illustré dans la figure 4.18.

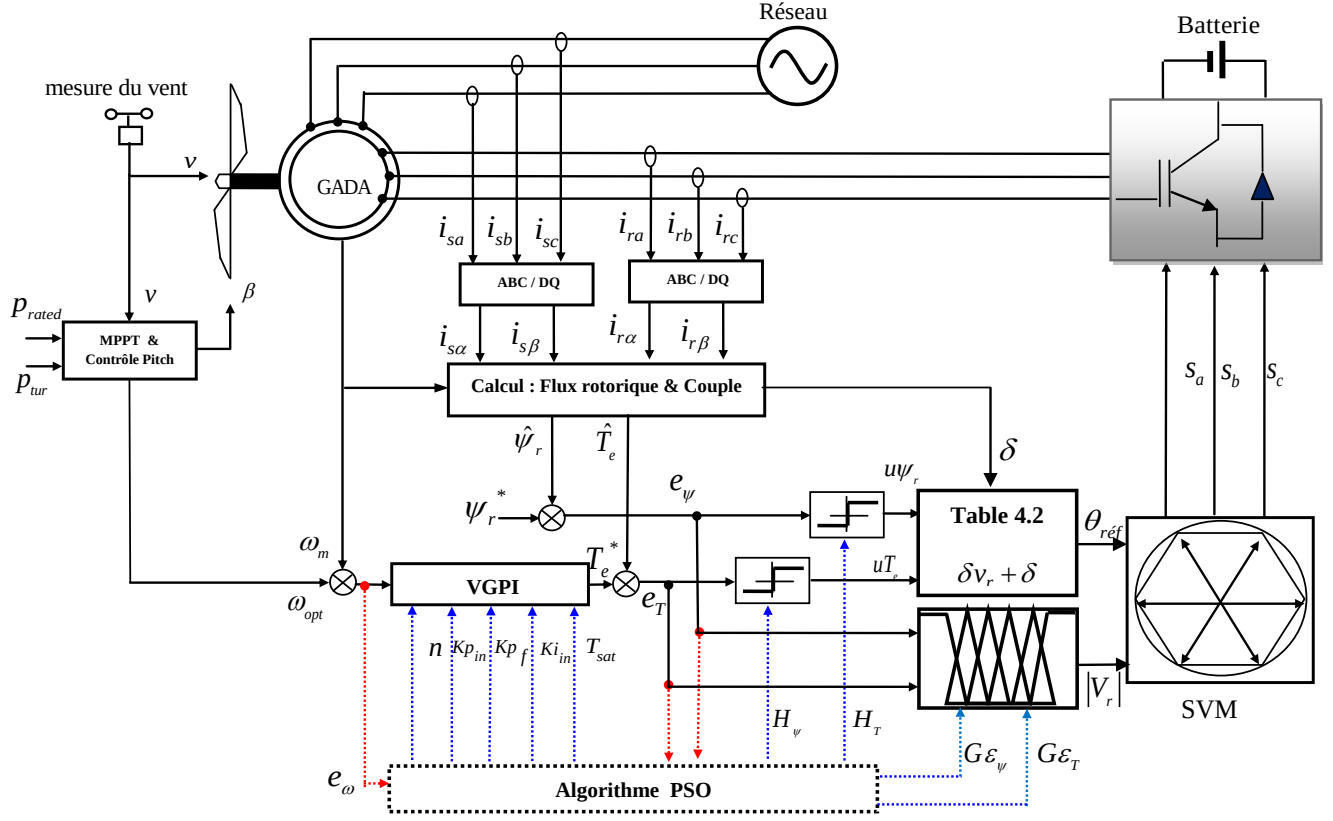


Fig.4.18 Structure de la commande DFTC optimisée par algorithme PSO

4.6.3 Résultats de simulation de la DFTC optimisée

La DFTC optimisée est simulée dans les mêmes conditions que la DTC optimisée.

4.6.3.1 Simulation des variables de la turbine sous la DFTC optimisée

- La figure 4.19 (a) montre l'allure la vitesse de la turbine, malgré les fluctuations du vent et les variations des niveaux de puissance, la vitesses de rotation de la turbine est maintenue égale a la valeur de référence désirée ne dépassant pas sa valeur nominale.

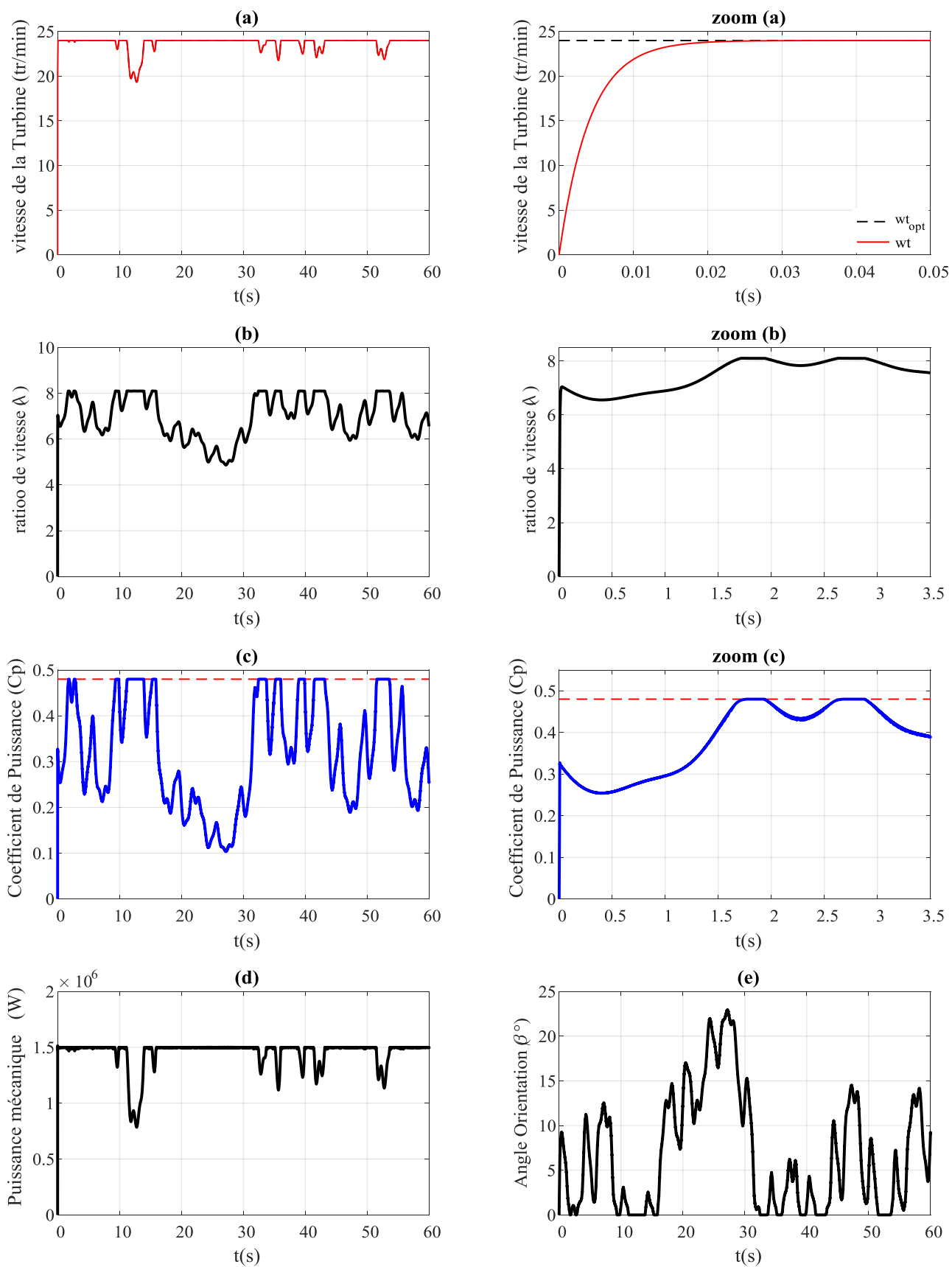


Figure 4.19 Simulation des variables de la turbine : DTC Floue optimisée de la GADA

- La figure 4.19 (b) montre l'allure du ratio de la vitesse spécifique qui est très proche sa valeur qui doit être 7 au démarrage, au même moment la figure 4.19 (c) montre que le coefficient de puissance C_p n'atteigne pas sa valeur de référence $C_{pmax}=0.48$. en régime établi, l'allure des deux paramètres reflète l'amélioration du fonctionnement de la commande MPPT basée sur le contrôleur VGPI, le contrôle Pitch de l'angle d'orientation ne subit aucun changement vu qu'il est complètement Independent du contrôle MPPT.
- La figure 4.19 (d) présente l'allure de la puissance mécanique de la turbine, en remarque une meilleure poursuite du maximum de puissance au instants où la vitesse du vent est ou dessous de sa valeur nominale. la limitation de puissance à sa valeur nominale est assurée aux instants où le vent dépasse sa valeur nominale par le contrôle de l'angle d'orientation des pales.
- La figure 4.19 (e), montre que la variation de l'angle d'orientation des pales du système Pitch n'a pas subie de changement par rapport à la commande DTC classique puisque le même régulateur PI a été préservé pour le contrôle pitch.

4.6.3.2 Simulation des variables de la génératrice sous la DFTC optimisée

- La figure 4.20 (a), montre une dynamique très rapide du couple, où celui-ci suit parfaitement sa référence, avec une réduction importante des ondulations, en comparant avec les résultats obtenus précédemment (DTC classique, DTC optimisée) ; ce qui entraîne la diminution des vibrations mécaniques et par conséquent la réduction du bruit acoustique.
- La figure 4.20 (b) montre une réponse excellente du flux rotorique en régime transitoire et régime permanent voir le zoom de figure 4.20 (b). Les résultats de simulation, montrent une minimisation importante des ondulations du flux ; qui se stabilise autour de sa valeur de référence avec une erreur statique presque nulle.
- La figure 4.20 (c) montre l'évolution de la trajectoire du flux rotorique dans le plan (α, β) , qui est parfaitement circulaire avec un minimum d'ondulations. les composantes du flux rotorique sont en parfaite quadrature avec une forme d'onde quasi-sinusoidale.

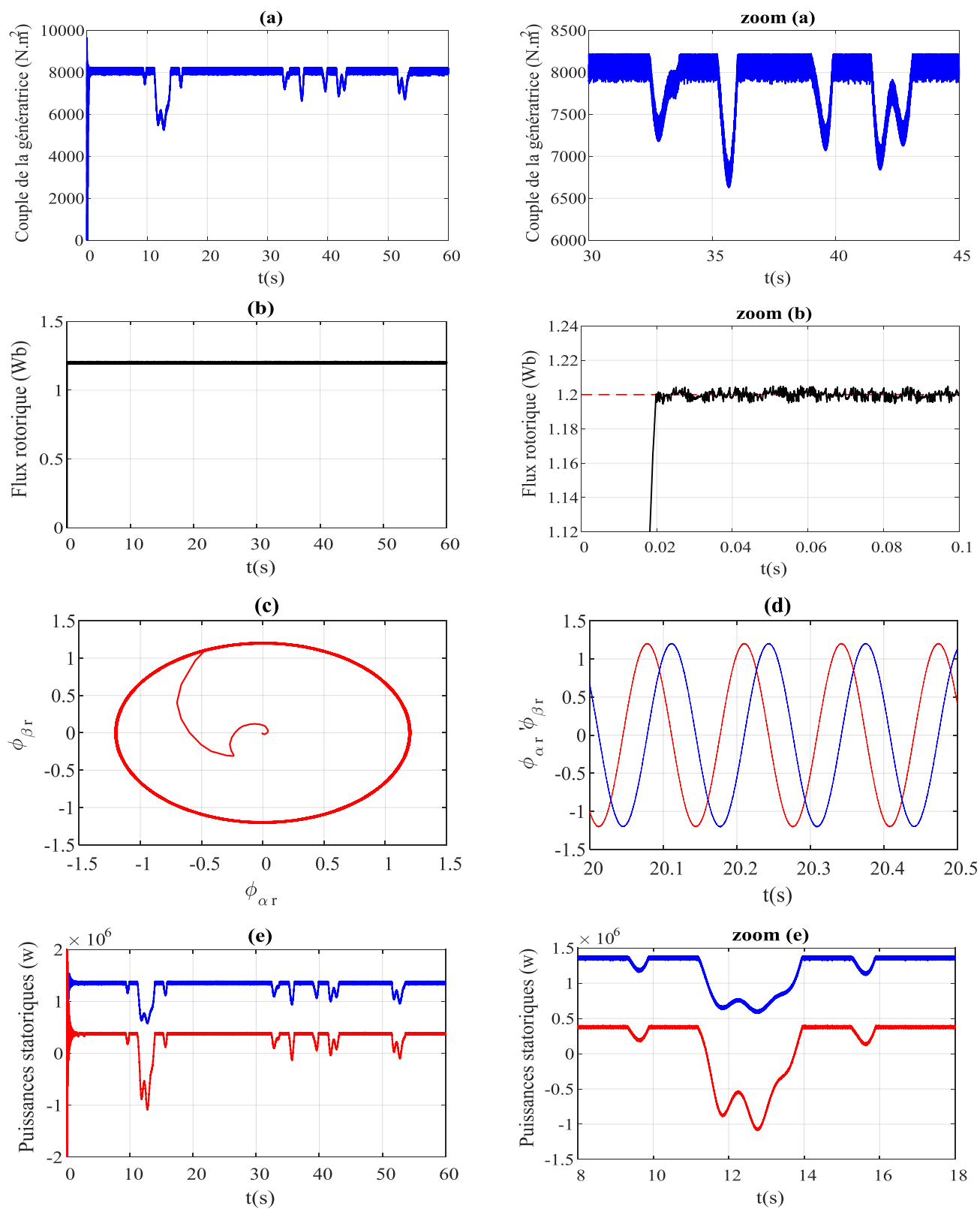


Figure 4.20 Simulation des variables de la génératrice : DTC Floue optimisée de la GADA

- La figure 4.20(d) montre l'évolution des puissances statoriques, on remarque une nette amélioration de la qualité d'énergie produite par le stator de la GADA à travers l'allure très lisse des puissances active et réactive générées.
- Le zoom des figures 4.21(a) et 4.21(b) montrent que les courants statoriques et rotoriques ont une forme d'onde quasi-sinusoidale.

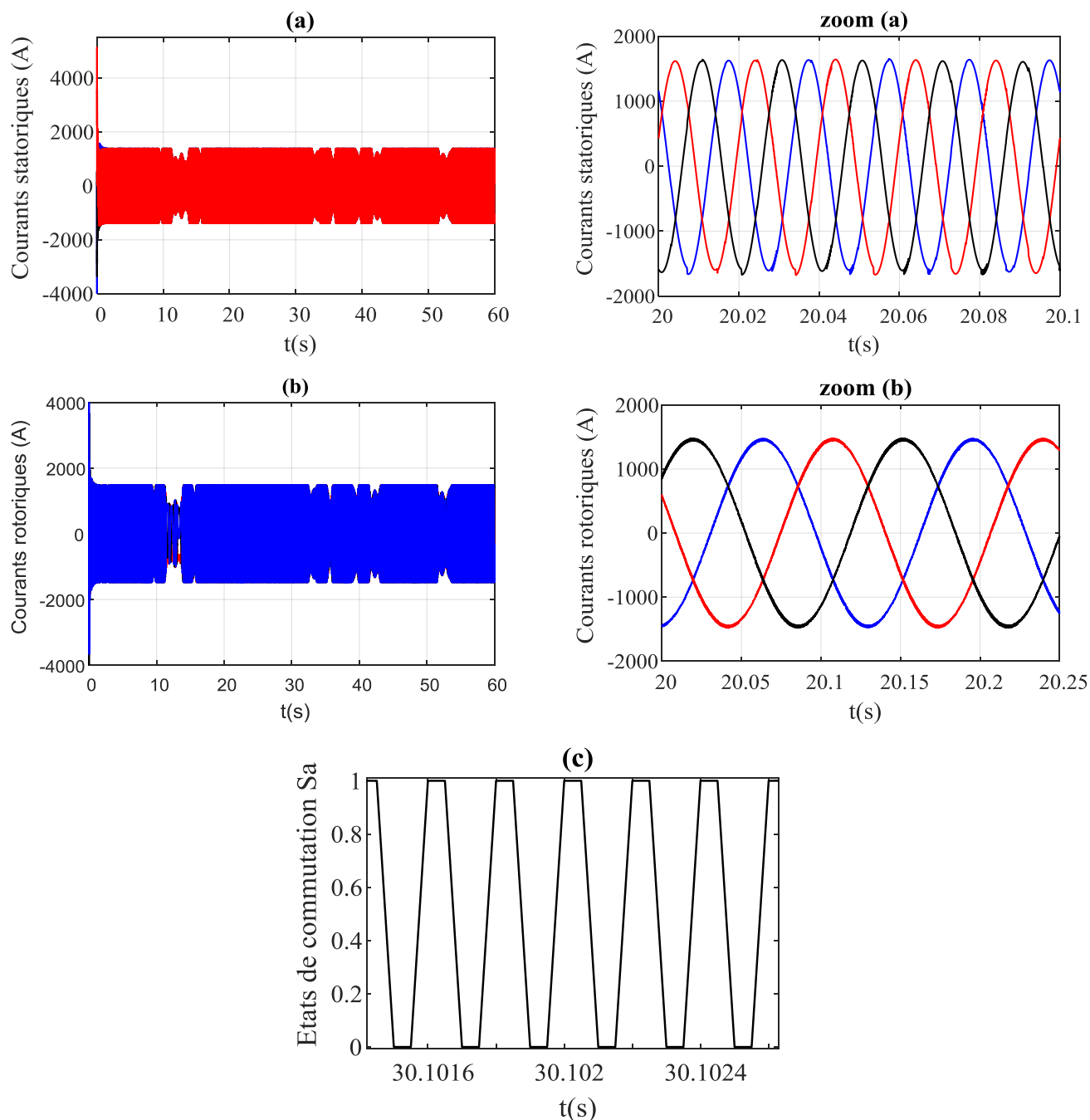


Figure 4.21 Simulation des variables de la génératrice : DTC Floue optimisée de la GADA

- La figure 4.21(c) illustre l'état de commutation de l'interrupteur « Sa ». Cette figure montre que l'onduleur possède des phases de mise en veille des interrupteurs, ce qui permet de diminuer les pertes de commutation et d'obtenir une fréquence de commutation constante. Cette fréquence de commutation obtenue avec la commande directe floue de couple est inférieure à celle de la DTC conventionnelle.

4.7 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, on a présenté la commande DTC classique optimisée de la génératrice asynchrone à double alimentation.

L'optimisation de la stratégie de commande DTC d'un aérogénérateur basé sur la GADA est née du besoin d'améliorer la qualité de la puissance produite par l'aérogénérateur au réseau.

L'objectif principal était de minimiser les ondulations du couple électromagnétique et du flux rotorique avec une génération optimale de la puissance en agissant uniquement sur les régulateurs de la DTC classique à travers l'ajustement de leurs paramètres en utilisant l'algorithme d'optimisation PSO.

La stratégie de commande DTC optimisée a été implémentée dans le simulateur, en reprenant les mêmes paramètres de simulation de la commande DTC classique.

Les résultats obtenus démontrent la contribution de la technique d'optimisation dans l'ajustement des valeurs des régulateurs intervenant dans la stratégie de commande et dans l'amélioration de ces performances dynamiques.

En plus, il était espéré d'améliorer les connaissances générales de la technique d'optimisation basé sur l'algorithme PSO, en vue de proposer d'autres améliorations de la commande DTC.

Dans la deuxième partie de ce chapitre on a présenté la commande directe floue du couple DTFC basée sur la technique de modulation vectorielle, cette dernière a été proposée pour faire face aux inconvénients de la commande DTC classique, notamment en termes d'ondulations du couple et du flux, ainsi qu'à la variance de la fréquence de commutation.

L'application de la technique d'optimisation par l'algorithme PSO à la commande DTFC basée sur des contrôleurs hystérésis, associés à un régulateur de vitesse VGPI et un estimateur flou a contribué largement à l'atténuation des oscillations des variables commandés et à l'amélioration de la qualité de la puissance produite.

Conclusions
&
Perspectives

Conclusions & Perspectives

Dans le présent travail, nous avons étudié la commande d'un système éolien hybride vent batterie basé sur la génératrice asynchrone à double alimentation. Nous avons étudié les axes suivants :

Premièrement la modélisation et la commande de la partie mécanique de notre système qui comporte la turbine éolienne à vitesse variable ; le control dans les différentes zones de fonctionnement de la turbine a été étudié et analysé en particulier le control à maximum de puissance MPPT et le control de l'angle d'orientation des pales (contrôle Pitch).

Dans le deuxième chapitre on a procédé à la modélisation de la partie électrique de notre système de conversion d'énergie, les différents composants de ce dernier ont été présentés et modélisés.

On a présenté dans le troisième chapitre la commande directe DTC basée sur le contrôle du couple électromagnétique et le flux rotorique de la génératrice asynchrone à double alimentation , les principes généraux de la commande, son fonctionnement et les séquences directement applicables sur un onduleur de tension à deux niveaux ont été établis.

Dans le quatrième chapitre, on a proposé en premier lieu la technique d'optimisation méta-heuristique basé sur l'algorithme à essaim des particules (PSO Algorithm) appliquée sur la commande directe du couple classique, basée sur un régulateur de vitesse PI à gain variable et des comparateurs à hystérésis dont les paramètres sont ajustés par l'algorithme PSO, et ce dans le but de réduire les ondulations de couple et de flux rotorique avec maximisation de génération de puissance . En deuxième lieu, et pour palier au problème de variation de la fréquence de commutation de la commande DTC classique, la technique de modulation vectorielle basée sur la logique floue pour l'estimation du vecteur de tension de référence a été introduite à travers la commande DFTC . Les comparateurs à bande d'hystérésis, le régulateur VGPI et l'estimateur flou du vecteur de tension de référence utilisés dans la commande DFTC sont ajustés par la technique d'optimisation PSO.

L'interprétation des résultats de simulation nous a permis de confirmer la contribution de la technique d'optimisation sur les performances des deux structures de commande proposées dans ce travail de recherche, à savoir la commande directe du couple classique et la commande DFTC appliquée à la génératrice asynchrone à double alimentation. Les relevés numérique des différentes variables (couple électromagnétique, flux rotorique et courants) montre que la technique d'optimisation de la commande classique DTC apporte des bonnes performances dynamiques et statiques. Néanmoins, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux rotorique et surtout le couple) présente des fluctuations, qui peuvent être atténuées par l'utilisation de la commande DFTC optimisée, qui permet aussi de résoudre le problème de la variation de fréquence de commutation réduisant ainsi les pertes au niveau des interrupteurs du convertisseur de puissance.

Les perspectives envisageables en prolongement de cette thèse concernent :

- L'inclusion de l'optimisation du régulateur du système d'orientation des pales pour assurer l'optimisation de l'ensemble des régulateurs du système éolien.
- la construction de nouvelles fonctions de fitness basées sur d'autres critères de performances (utilisant des formules combinatoire) afin d'améliorer le degré d'optimalité de l'algorithme d'optimisation.
- Utiliser d'autre algorithmes d'optimisation (DE,GWO,...) pour validation et comparaison des résultats.
- Des simulations numériques semblables à celles que nous avons présentées doivent être réalisées dans des régimes de fonctionnement différents (Creux de tension et variations paramétriques de la machine).
- Etude de la gestion d'énergie du système éolien hybride vent-batterie dans le cas de sa connexion à un site isolé ou à un réseau de distribution électrique.
- Enfin, comme suite à ce travail, on propose l'implémentation de la technique présentée dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés, en pratique.

Bibliographie

-A-

- [Aba-08] Abad, G. "Predictive Direct Control Techniques Of The Doubly Fed Induction Machine For Wind Energy Generation Applications", Thèse de doctorat en Automatique & électronique. Université de Mondragon, Espagne, 2008.
- [Aba-11] Abad, G., López, J., Rodríguez, M. A., Marroyo, L., Iwanski, G. "Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation", IEEE Press Series on Power Engineering, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, USA, 2011.
- [Ack-05] Ackermann, T. "Wind power in Power System", John Wiley and Sons, Ltd, Londres, 2005.
- [Alf-18] Alfred, R. "Energy Storage: Systems and Components" CRC Press Taylor & Francis Group 2018.
- [Ame-20] Amer, M., Miloudi, A., Lakdja, F. "Optimal DTC Control Strategy of DFIG using Variable Gain PI and Hysteresis Controllers Adjusted by PSO Algorithm", Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science, 64(1), pp.74–86, 2020.
- [Amr-14] Amrane, Y., Boudour, M., Belazzoug, M. "A new hybrid technique for power systems multi-facts optimization design ". International Transactions on Electrical Energy Systems, 2014.
- [Ana-16] Ananth, D. V. N., Nagesh Kumar, G. V. "Tip Speed Ratio Based MPPT Algorithm and Improved Field Oriented Control for Extracting Optimal Real Power and Independent Reactive Power Control for Grid-Connected Doubly Fed Induction Generator", International Journal of Electrical and Computer Engineering, 6(3), pp. 1319–1331, 2016.
- [Ata-17] Atacak, I., Küçük, B. "PSO-based PID Controller Design for an Energy Conversion System using Compressed Air", Tehnički vjesnik, 24(3), pp.671–679, 2017.
- [Ayr-18] Ayir, W., Ourahou, M., El Hassouni, B., Haddi A. "Direct torque control improvement of a variable speed based on a fuzzy inference system", Mathematics and Computers in Simulation, 2018.

Bibliographie

- [Ayr-19] Ayrir, W. Haddi A. "Direct torque control based power factor control of a DFIG", *Energy Procedia*, 162, pp. 296–305, 2019.

-B-

- [Bel-17] Belabbas, B., Allaoui, T., Tadjine M., Denai. M. "High Order Sliding Mode Controller Simulation by a Wind Turbine for DFIG Protection against Overcurrent", *Electrotehnica, Electronica, Automatica (EEA)*, 65(4), pp 142–147, 2017.
- [Ber-19] Berkouk, F. "Répartition optimale des flux énergétiques et impact sur la performance d'un système électrique HT" .Thèse de doctorat en génie électrique. Université de Guelma ,2019.
- [Bla-12] Blaabjerg, F., Liserre, M. "Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems". *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 48(2):708–719, Mar2012.
- [Bou-19] Boudia, SM, Santos, JA, "Assessment of large-scale wind resource features in Algeria", *Energy* ,Volume 189, 15 December 2019.
- [Bou-18] Boukhalfa, G., Belkacem, S., Chikhi, A., Benaggoune, S. "Direct torque control of dual star induction motor using a fuzzy-PSO hybrid approach", *Applied Computing and Informatics*, 2018.
- [Bur-11] Burton, T., Jenkins, N., Sharpe, D., and Bossanyi, E. "Wind energy handbook". John Wiley & Sons, 2011.

-C-

- [Cam-04] Camblong, H. "Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éoliennes dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable". Thèse de Doctorat, ENSAM Bordeaux, 2004.
- [Car-00] Cardenas, R. J, Pena, R. Asher, S, J Asher, G. M., and Clare, J. C "Vector controlled induction machines for standalone wind energy applications". In *Conference Record of the 2000IEEE Industry Applications Conference*, volume 3, pages 1409–1415, October 8-12, 2000.
- [Car-04] Cardenas, R. J, Pena, R. Asher, S, J Asher, G. M., and Clare, J. C. "Sensorless control of a doubly fed induction generator for standalone operation". In *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, volume 5, pages 3378–3383, June 20-25 2004.

Bibliographie

- [Con-96] Connor, B., Leithead, W. "Investigation of control strategy for 1 MW variable speed wind turbine". Tech. rep, Univ. of Denmark, 1996.
- [Con-10] Connolly, D. "A review of Energy Storage Technologies for The integration of Fluctuating Renewable Energy" . Review for PhD Project, University of Limerick, Ireland, October.2010.
- [Cos-18] Costa, B. L. G., Graciola, C. L., Angélico, B. A., Goedtel, A., Castoldi, M. F. "Metaheuristics Optimization Applied to PI Controllers Tuning of a DTC SVM Drive for Three-Phase Induction Motors", Applied Soft Computing, 62, pp. 776–788, 2018.
- [Cou-08] Courtecuisse, V. " Supervision d'une centrale multisource à base d'éoliennes et de stockage d'énergie connectée au réseau électrique ", thèse de doctorat, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Paris, 20 Novembre 2008.

-D-

- [Dep-85] Depenbrock, M. "Direct self control for high dynamics performance of inverter feed AC machines", ETZ Arch, vol. 7, no. 7, pp. 211–218, 1985.
- [Dje-14] Djeriri, Y., Meroufel, A., Massoum, A and Boudjema, Z. "A comparative study between field oriented control strategy and direct power control strategy for DFIG", Journal of Electrical Engineering, vol. 14, no. 2, pp. 159–167, 2014.
- [Dje-15] Djeriri, Y. "Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de doctorat, Université Djilali Liabes , 2015.
- [Dou-18] Douiri, M.R., Essadki, A., Cherkaoui, M. "Neural Networks for Stable Control of Nonlinear DFIG in Wind Power Systems", Procedia Computer Science, 127, pp. 454–463, 2018.
- [Dra-10] Draou, A., Miloudi, A. "A simplified speed controller for direct torque neuro-fuzzy controlled induction machine drive based on a variable gain PI controller", In: 4th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), Shah Alam, Malaysia, pp. 533–538, 2010.

-E-

- [Ebe-95] Eberhart, R. C., Kennedy, J. "A new optimizer using particle swarm theory", In: Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science, Nagoya, Japan, pp. 39–43, 1995.

Bibliographie

- [Ebr-16] Ebrahimkhani, S. "Robust fractional order sliding mode control of doubly fed induction generators (DFIG)-based wind turbines", ISA Transactions, 63, pp. 343–354, 2016.
- [ELd-12] El Dor, A. "Perfectionnement des algorithmes d'optimisation par essaim particulaire, applications en segmentation d'images et en électronique". Thèse de doctorat en informatique, Université Paris-Est. 2012.
- [El k-15] El Kholy, E. E., Kalas, A., Fauzy, M., Dessouki, M. E., El-Refay M., El-Zefery, M. "High-Performance Direct Torque Control for Induction Motor Drive Fed from Photovoltaic System", International Journal of Energy and Power Engineering, 9(11), pp. 1285–1294, 2015.
- [El O-19] El Ouanjli, N., Motahhir, S., Derouich, A., ElGhzizal, A., Chebabhi, A., Taoussi, M. "Improved DTC strategy of doubly fed induction motor using fuzzy logic controller", Energy Reports, 5, pp. 271–279, 2019.
- [Ess-14] Essaadi, M., Khafallah, M., Saad, A., Hamdoun, A and Chaikhy, H. "A comparative analysis between conventionnal and new direct torque control strategies of induction machine ", in 2014 Second World Conference on Complex Systems (WCCS). Piscataway, NJ and Piscataway, NJ: IEEE, pp. 350–354, 2014.
- F-**
- [Fox-03] Fox .R. W, McDonald .A. T, and Pritchard, P. J. "Introduction to Fluid Mechanics". Wiley, 6th edition, 2003.
- [Fuc-12] Fuchs, F., Mertens, A. "Dynamic Modeling of a 2 MW DFIG Wind Turbine for Converter Issues: Part 1", In: 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC), Novi Sad, Serbia, pp. DS2d.5-1–DS2d.5-7, 2012.
- G-**
- [Gai-06] Gaillard, A. "Système éolien basé sur une GADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2010.
- [Gre-18] Greiner, D., Periaux, J., Quagliarella, D., Magalhaes-Mendes, J., Galván, B. "Evolutionary Algorithms and Metaheuristics: Applications in Engineering Design and Optimization", Mathematical Problems in Engineering, 2018, Article ID: 2793762, 2018.
- [Gud-05] Guda, S. R. " Modeling and power management of a hybrid wind-micro Turbine power generation ", Thèse de Doctorat, Université de l'état de Montana, Bozeman, Montana, 2005.

Bibliographie

[Gun-17] Gundavarapu, A, Misra, H. and Jain, A. K. "Direct Torque Control Scheme for DC Voltage Regulation of the Standalone DFIG-DC System, " IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 5, pp. 3502–3512, 2017.

[Gwe-18] Global wind energy council report 2018.

-H-

[Ha-00] Ha, I.J, Lee S.H, "An Online Identification Method for Both Stator and Rotor Resistances of Induction Motors without Rotational Transducers "; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.47, No.4, August 2000.

[Ham-11] Hamzaoui, I., Bouchafaa, F., Abdelaziz, T., Hadjammar, A. "Improvement of the performances MPPT system of wind generation» in Electronics, Communications and Photonics Conference (SIECPC), 2011 Saudi International, pp.1-6, 2011.

[Han-03] Hansen, A.D., Jauch, C., Sørensen, P., Iov, F. "Dynamic wind turbine models in power system simulation tool Dig SILENT", Risø National Laboratory, Roskilde, December 2003.

[Har-10] Hartani, K. , Miloud ,Y., Miloudi, A. "Improved Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Electrical Vehicle Motor with Proportional-Integral Resistance Estimator", Journal of Electrical Engineering & Technology Vol. 5, No. 3, pp. 451-461, 2010.

[Hau-06] Hau, E. " Wind turbines : fundamentals, technologies, application, economics ". Springer Verlag, 2006

[Her-17] Hernández, C. V., Telsnig, T., Pradas, A. V. "JRC wind energy status report 2016 edition", 2017.

-I-

[Idr-19] Idrissi, I. "Contribution au Diagnostic des Défauts de la Machine Asynchrone Doublement Alimentée de l'Eolienne à Vitesse Variable ", thèse de doctorat, Normandie Université; Université Sidi Mohamed ben Abdellah (Fès, Maroc), 2019.

[Ikn-14] Ikni, D. " Production d'énergie marine: Intégration de la production éolienne offshore dans un bouquet énergétique décentralisé ", thèse de doctorat, Université du Havre, Décembre 2014.

[Iza-16] Izanlo, A., Gholamian, S. A. , Kazemi M V. "A New DPC Method For Single VSC Based DFIG Under Unbalanced Grid Voltage", Condition 7th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC 2016), 2016

-J-

- [Jon-16] Jones, K. O., Bouffet, A. "Comparison of bees algorithm, ant colony optimisation and particle swarm optimisation for PID controller tuning", In: 9th International Conference on Computer Systems and Technologies and Workshop for PhD Students in Computing (CompSysTech '08), Gabrovo, Bulgaria 2008.

-K-

- [Kaa-06] Kaabeche, A., Belhamel, M., Ibtouen, R., Moussa, S., et Benhaddadi, M. "Optimisation d'un système hybride éolien photovoltaïque totalement autonome". *Revue des énergies renouvelables*, 9(3) :199–209. 2006.
- [Kas-16] Kashkooli, M. R. A., Madani, S. M., Sadeghi, R. "Improved Direct Torque Control of DFIG with reduced torque and flux ripples at constant switching frequency", in 2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC). IEEE, 2/16/2016- 2/18/2016, pp. 58–63, 2016.
- [Khe-10] Khezami, N., Benhadj Braiek, N. Guillaud, X. "Wind turbine power tracking using an improved multimodel quadratic approach", *ISA Transactions*, vol. 49, pp 326-334, 2010.
- [Kri-14] Krishna Swami Naidu, N., Singh, B. "Sensorless control of single voltage source converter-based doubly fed induction generator for variable speed wind energy conversion system", *IET Power Electron.*, 2014, Vol. 7, Issue. 12, pp. 2996 – 3006, 2014.

-L-

- [Lai-18] Laina, R., Lamzouri, F. E.-Z., Boufounas, E.-M., El Amrani, A., Boumhidi, I. "Intelligent control of a DFIG wind turbine using a PSO evolutionary algorithm", *Procedia Computer Science*, 127, pp. 471–480, 2018.
- [Lav-04] Laverdure, N., Roye, D., Bacha, S., Belhomme, R. "Technologie des systèmes éoliens – intégration dans les réseaux électriques", *la Revue 3EI*, No. 39, 2004.
- [Lav-05] Laverdure, N. "Sur l'intégration des générateurs éoliens dans des réseaux faibles ou insulaires ", *Thèse de doctorat*, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2005.
- [Lei-07] Lei, Z., Sun, X., Xing, B., Hu, Y., Jin, G. "Active disturbance rejection based MPPT control for wind energy conversion system under uncertain wind velocity changes", *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 10(5), article ID: 053307, 2018.
- [Les-06] Lescher, F., Zhao, J. Y., Borne, P. "Switching LPV controllers for a variable speed pitch regulated wind turbine", In *International Journal of Computers Communications & Control*, 1, pp 73-84, 2006.

Bibliographie

- [Lop-07] Lopez, J., Sanchis, P., Roboam, X. "Dynamic behavior of the Doubly Fed Induction Generator during three-phase voltage dips". IEEE Transaction on Energy Conversion, 22(3):709-717, 2007.
- [Luc-19] Lucas, S. X., William, C., Allan, F., Victor, F., Wallace, C., Heverton, A. "Power converters for battery energy storage systems connected to medium voltage systems: a comprehensive review", BMC Energy journal , pp. 1-7,2019
- M-**
- [Ma-15] Ma, K., Tutelea, L., Boldea, I., Ionel, D.M., Blaabjerg, F. "Power Electronic Drives, Controls, and Electric Generators for Large Wind Turbines-An Overview". Electric Power Components and Systems, 43(12):1406–1421, 2015.
- [Mac-17] Maciejewski, P., Iwanski, G. "Direct Torque Control for Autonomous Doubly Fed Induction Machine based DC Generator", in 2017 Twelfth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER). [Piscataway, NJ] and [Piscataway, NJ]: IEEE, pp. 1–6, 2017.
- [Mir-05] Mirecki, A. "Étude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance", Thèse N°2213 (2005), Institut national polytechnique de Toulouse, France, 2005.
- [Mil-04] Miloudi, A., Draou, A. "Simulation and modeling of a variable gain PI controller for speed control of a direct torque neuro fuzzy controlled induction machine drive", In: PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference,2004
- [Mil-06] Miloudi, A. "Etude et conception de régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un moteur asynchrone", Thèse de Doctorat en Science, Université Mohamed Boudiaf d'Oran, Algérie, 2006.
- [Mil-07] Miloudi, A., Alradadi, E. A., Draou, A. " A Variable Gain PI Controller Used for Speed Control of a Direct Torque Neuro Fuzzy Controlled Induction Machine Drive" Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences,Volume:15,Issue:01, pp. 37–49, 2007.
- [Mon-15] Mondal, S., Kastha, D. "Improved Direct Torque and Reactive Power Control of a Matrix Converter-Fed Grid-Connected Doubly Fed Induction Generator", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 12, pp. 7590–7598, 2015.
- [Mul-11] Muljadi, E., Gevorgian, V. "Short-Circuit Modeling of a Wind Power Plant", IEEE PES General Meeting, Detroit, Michigan, USA, pp. 1- 9, July, 24-29. 2011.

Bibliographie

-N-

- [Ngo-17] Ngo, V.Q.B. "Algorithmes de conception de lois de commande prédictives pour les systèmes de production d'énergie". Université Paris-Saclay.Thèse de doctorat ,2017.
- [Nog-98] Noguchi, T., Tomiki, H., Kondo, S., Takahashi, I. "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, 1998.
- [Nog-84] Noguchi T. Takahashi, I. "Quick torque response control of an induction motor based on a new concept", in IEEJ Tech. Meeting Rotating Mach, 1984, pp. 61–70, 1984.

-P-

- [Pat-17] Patel, R.K., Dyanamina, G. "Direct torque control of doubly fed induction generator for wind energy conversion system," in The 8th International Conference on Computing, Communications and Networking Technologies. Piscataway, NJ: IEEE, pp. 1–4, 2017.
- [Pet-05] Petron, A. "Analysis, Modeling and control of Doubly fed Induction Generator for Wind Turbine" PhD. Thesis, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, 2005.
- [Poi-03] Poitiers, F., Machmoum, M., Le Doeuff, R. "Simulation of wind energy conversion system based on a doubly fed induction generator", In 10th European Conference on Power Electronics and Applications, Toulouse, France, September 2003.

-S-

- [Sad-09] Sadek , A. "Implantation expérimentale de l'MPPT pour un système de génération hybride solaire-éolien", mémoire de magister (2009), Université de Batna, Algérie.
- [Sam-16] Sambariya, D., Gupta, K., Prasad, R. "Design of optimal input – output scaling factors based fuzzy PSS using bat algorithm" ,Engineering Science and Technology, an International Journal 19 (2016) 991–1002,2016.
- [Sar-12] Sarrias, R., Fernández, L., García, C., Jurado, F. "Coordinate operation of power sources in a doubly-fed induction generator wind turbine -battery hybrid power system", Journal of Power Sources 205 (2012) 354–366, 2012.
- [Sar-14] Sarrias, R., Fernández, L., García, C., Jurado, F. "Dynamic evaluation of two configurations for a hybrid DFIG-based wind turbine integrating battery energy

Bibliographie

- storage system", Wind Energy, 2014.
- [Sin-14] Singh, B., Swami Naidu, N.K. "Direct Power Control of Single VSC Based DFIG without Rotor Position Sensor". IEEE Transactions on Industry Applications.2014.
- [Smi-08] Smith, S C., Sen, P K., Kroposki. B., "Advancement of Energy Storage Devices and Applications in Electrical Power System," IEEE Power and Energy Society General Meeting (PES), Pittsburgh, PA, USA, pp. 1-8, 20-24 July. 2008.
- [Son-17] Song, D., Yang, J., Su, M., Liu, A., Liu, Y., Joo, Y. H. "A Comparison Study between Two MPPT Control Methods for a Large Variable-Speed Wind Turbine under Different Wind Speed Characteristics", Energies, 10(5), article ID: 613, 2017.
- [Son-17] Song, C., Yu, C., Xiao, Y., Jinguang, Z., "Fuzzy logic control based on genetic algorithm for a multi-source excitations floating raft active vibration isolation system" Advances in Mechanical Engineering, Vol. 9(6) 1–13, 2017.
- [Ste-89] Steinbuch, M. "Dynamic Modeling and Robust Control of a Wind Energy Conversion System". PhD thesis, Delft University of Technology, november 1989.
- T-**
- [Tak-86] Takahashi, T., Noguchi, T., "A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, no. 5, pp.820–827, 1986.
- [Ten-09] Teninge, A. "Participation aux services système de parcs éoliens mixtes: application en milieu insulaire", Thèse de doctorat, Institut polytechnique de Grenoble, Décembre 2009.
- [Tho-11] Thongam, J.S., Ouhrouche, M. "MPPT Control Methods in Wind Energy Conversion Systems", In: Cariveau, R. (ed.) Fundamental and Advanced Topics in Wind Power, InTech, Rijeka, Croatia, 2011, pp. 339–360.
- [Tha-13] Thangavelusamy, D., Ponnusamy, L. "Comparison of PI controller tuning using GA and PSO for a Multivariable Experimental Four Tank System", International Journal of Engineering and Technology (IJET), 5(6), pp. 4660–4671, 2013.
- [Toh-16] Tohidi, S., Behnam, M. "A comprehensive review of low voltage ride through of doubly fed induction wind generators", Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 57, pp. 412–419, 2016.
- [Tou-08] Toufouti, R. "Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat en Science en Electrotechnique, Université de Constantine, Algérie, Juin 2008.

Bibliographie

- [Tre-09] Tremblay, E. "Contribution à la commande de l'éolienne a MADA en permettant l'amélioration de la qualité de l'onde du réseau électrique ", M. ING, ETS (QC), Montréal, Canada, Janvier 2009.
- [Tre-11] Tremblay, E., Atayde, S., Chandra, A. "Comparative Study of Control Strategies for the Doubly Fed Induction Generator in Wind Energy Conversion Systems: A DSP-Based Implementation Approach ", IEEE Transactions on Sustainable Energy, Vol.2, No.3, pp.288-299, July 2011.
- V-**
- [Vih-02] Vihriälä, H. "Control of Variable Speed Wind Turbines". PhD thesis, Tampere University of technology, November 2002.
- W-**
- [Wei-06] Wei, Q., Ganesh, K.V., Harley, R.G. "Design of Optimal PI Controllers for Doubly Fed Induction Generators Driven by Wind Turbines using Particle Swarm Optimization", 2006 International Joint Conference on Neural Networks Sheraton Vancouver Wall Centre Hotel, Vancouver, BC, Canada July 16-21, 2006.
- [Wu-11] Wu, B., Lang, Y., Zargari, N., Kouro, S. "Power Conversion and Control of Wind Energy Systems", IEEE Press Series on Power Engineering, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, USA, 2011.
- X-**
- [Xia-16] Xiao, Y. "Research on SVG DC-Side Voltage Control Based-on PSO Algorithm", International Journal of Information Technology and Computer Science, 8(10), pp. 29–38, 2016.
- [Xia-16] Xiao, Y., Zhang, T., Ding, Z. & Li, C. "The study of fuzzy proportional integral controllers based on improved particle swarm optimization for permanent magnet direct drive wind turbine converters". Energies, 9 (5), 343-1-343-17. 2016.
- [Xu-06] Xu, L., Cartwright, P. "Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation", IEEE Transactions on energy conversion, vol. 21, no. 3, pp. 750–758, 2006.
- [Xu-07] Xu, L., Wang, Y. "Dynamic modeling and control of DFIG-based wind turbines under unbalanced network conditions", IEEE Transactions on Power Systems, vol. 22, no. 1, pp. 314–323, 2007.
- Z-**
- [Zai-11] Zaimeddine, R., Undeland, T. "Control of a Grid-Connected Double-Fed Induction Generator Wind Turbine "; IEEE Trondheim Power Tech Conf., pp.1-7, 2011.

Annexes

Paramètres de la turbine éolienne

Puissance mécanique	P_m	1.5 MW
Rayon	R	35.25 m
Moment d'inertie	J_t	$4.45.10^5 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de friction	f	0.0024
Nombre de pales		3
Vitesse spécifique optimale	λ_{opt}	0.48
Coefficient de puissance	$C_{p_{max}}$	8.1
Multiplicateur	G	72
Vitesse du vent nominale	v	11 m/s

Paramètres de la génératrice GADA [Wu-11]

Puissance nominale	P_n	1.5 MW
Tension de réseau	V_s	690/398 V
Couple nominale	T_n	8185 N.m
Vitesse nominale	ω_n	1750 (tr/min)
Fréquence statorique	f_s	50 Hz
Résistance statorique	R_s	$2.65 \text{ m}\Omega$
Résistance rotorique	R_r	$2.63 \text{ m}\Omega$
Inductance cyclique statorique	L_s	5.56 mH
Inductance cyclique rotorique	L_r	5.51 mH
Inductance mutuelle	L_m	5.48 mH
Nombre de paires de pôles		2
Moment d'inertie	J_g	890
Tension du bus continu	U_{dc}	930 V

Paramètres de l'algorithme PSO

Taille de l'essaim	[20, 30,40]
Max Iteration	50
C_1	2
C_2	2
$W_{min} - W_{max}$	[0.4, 0.9]