

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique
Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene
Faculté d'Electronique et d'Informatique
Département d'instrumentation etAutomatique



THESE

Présentée pour l'obtention du diplôme de DOCTORAT 3^{ème} cycle
En Electronique
Option : Instrumentation Electronique

AOUNALLAH Tarek

Thème :

Étude des différentes commandes avancées, appliquées aux énergies renouvelables

Soutenu publiquement le 23/02/2020, devant le jury composé de :

Mr	LAR.ABI Abdelkader	Professeur	USTHB/Alger	Président
Mr	BOUCHAFAA Farid	Professeur	USTHB/Alger	Directeur de Thèse
Mr	HAMZAOUI Abdelaziz	Professeur	Reims/France	Co- Directeur de Thèse
Mme	ACHOUR Noura	Professeur	USTHB/Alger	Examineur
Mr	BOUCHERIT Mohamed Sghir	Professeur	ENP/Alger	Examineur
Mr	Diaf Said	Maitre de Conférences A	CDER/Alger	Examineur

Laboratoire d'instrumentation

Thèse effectuée au sein du :



Laboratoire d'instrumentation

l'Université des Sciences et de la Technologie HOUARI BOUMEDIENE

BP 32 El Alla

16111 Bab Ezzouar

Alger, ALGERIE

et en collaboration avec le :

ReSTIC

Centre de recherche en STIC (CReSTIC) IUT de Troyes

de l'Université de Reims Champagne-Ardenne

9, rue de Quebec

B.P.396- F

10026 Troyes Cedex

FRANCE

Résumé

Cette thèse propose différentes commandes avancées pour un système éolien à vitesse variable équipé d'un Générateur Asynchrone à Double Alimentation (GADA). La première partie concerne une exploration minutieuse du principe de l'état d'art de la machine à travers ses différents concepts physiques et techniques de contrôle. La deuxième partie traite des performances et des limites d'un schéma de commande backstepping fractionnaire, ce dernier, appliqué au convertisseur coté générateur, est comparé à son analogue d'ordre entier ainsi qu'une approche PI classique. Dans la troisième partie, les résultats de l'amélioration de la technique backstepping à travers la logique floue sont présentés. Le concept consiste à combiner la forme dite récursive relative à la technique backstepping avec deux systèmes flous adaptatifs Takagi Sugeno de type-1. Cet arrangement mathématique permet de surmonter les contraintes liées à une connaissance des paramètres de la GADA. Les systèmes adaptatifs flous fractionnaires seront ajustés en ligne conformément aux lois d'adaptation déduites de l'analyse de stabilité au sens de Lyapunov. La dernière partie analyse les performances du système flou de type-2 intégrant le contrôleur robuste backstepping. Outre l'estimation de la dynamique inconnue régissant le système de contrôle, ce dernier permet entre autres de gérer les incertitudes linguistiques issues de l'expertise humaine. Dotée d'une théorie fractionnaire, cette approche améliore également les performances de contrôle de différents aspects. Enfin une réalisation d'un simulateur numérique permet de tester et de valider la fiabilité des algorithmes de contrôles développés.

Mots-clé :

Dispositif éolien, Génératrice asynchrone, Backstepping, Système adaptatif, Takagi-Sugeno, logique floue de type-2, Ordre fractionnaire.

Advanced controls, applied to
renewable energies

Abstract

This thesis, proposes various advanced commands for a variable speed wind turbine system equipped with the double-feed induction generator. The control theory is based on fractional modelling; the proposed approach combines the backstepping technique with different adaptive fuzzy logic systems (type-1 and type-2). The first part address the basic concepts of the machine and its various components related to the wind generator development. The second part concerns mainly the study of the "robust control" scheme, which is applied to the generator-side converter. The proposed algorithm is based on the robust backstepping approach. The third part deals with the improvement of the backstepping technique via fuzzy logic. This concept aims to combine the backstepping feedback feature with two adaptive Takagi-Sugeno fuzzy systems. This mathematical change allows to overcome constraints of generator parameters knowledge. In order to evaluate fractional performances, virtual and global control laws are initially defined in the integer order before being compared with the proposed approach. The global stability system is guaranteed via a fractional Lyapunov fonction. In the last part , the type-2 fuzzy logic performances are studied with backstepping controller. In addition to unknown dynamics, this method takes into account the linguistic uncertainties, which results from the human expertise. Introduced with the fractional theory, this concept improves the control performance on various aspects. Finally, a real-time digital simulator of the selected wind system is designed to test and validate the viability of the developed control algorithms.

Keywords :

Wind system, Induction generator, Backstepping, Fuzzy logic, Adaptive system, Takagi-Sugeno, Interval type-2, Fractional order.

L'honneur, Je mérite, la gratitude ainsi que mon entière reconnaissance reviennent au collectif enseignants qui m'ont permis d'achever ce travail en mettant à ma disposition toute leurs connaissances et leurs savoirs-faire.

Mes remerciements vont particulièrement à :

Monsieur le professeur A. HAMZAOUI - Laboratoire de recherche CRESTIC 1 URCA .

Monsieur le professeur F. Bouchafaa - Laboratoire de recherche LINS 1 USTHB .

Monsieur le professeur N. Essounbouli - Laboratoire de recherche CRESTIC 1 URCA .

L'équipe de recherche du laboratoire CRESTIC et LINS.

Je tiens éventuellement à remercier madame et messieurs les membres du jury d'avoir évalué mon travail, par leurs remarques, critiques et orientation.

Aussi, j'aimerais remercier mes proches et en premier lieu mes parents à qui je dédie ce mémoire. Je les remercie de m'avoir soutenu et d'avoir cru en moi.

Enfin, Je remercie tous autres doctorants et docteurs, en particulier N. FERHAT, pour leur échange d'idées et d'informations utiles.

Table des matières

Table des figures	x
Introduction	1
1 Généralités	8
1.1 Introduction	6
1.2 L'Énergie éolienne	7
1.2.1 Structure générale d'un système éolien	7
1.2.2 Les différents types d'éoliennes	9
1.2.3 Conversion de l'énergie cinétique disponible dans le vent en mécanique	10
1.2.4 Conversion de l'énergie mécanique en électrique	13
1.3 Techniques de Contrôle . . .	17
1.3.1 Commande scalaire .	17
1.3.2 Commande vectorielle	17
1.3.3 Calcul fractionnaire . .	19
1.4 Modélisation de la GADA en vue de sa commande	22
1.4.1 Modèle de la GADA dans le référentiel abc	23
1.4.2 Modèle de la GADA dans le référentiel dq .	26
1.5 Conclusion	32
2 Commande par backstepping	34
2.1 Introduction	35
2.2 Système de commande par backstepping .	36

REMERCIEMENTS		37
Principe et concept général .		
2.2.2 Théorie de Lyapunov . .		38
2.2.3 Application à la GADA .		42
2.3 Synthèse du contrôleur backstepping à ordre fractionnaire .		44
2.3.1 Loi de contrôle intermédiaire .		45
2.3.2 Loi de contrôle définitive .		46
2.4 Simulations et résultats		47
2.4.1 Dans le cas de perturbations externes		48
2.4.2 Dans le cas d'incertitude paramétrique .		48
2.5 Conclusion		55
3 Commande adaptative floue de type-1 par backstepping		56
3.1 Introduction		57
3.2 La logique floue de type-1		58
3.3 Synthèse du contrôleur flou de type-1 adaptatif par backstepping		63
3.3.1 Loi de contrôle intermédiaire .		65
3.3.2 Loi de contrôle définitive .		67
3.4 Simulations et résultats		69
3.4.1 Dans le cas de perturbations externes		69
3.4.2 Dans le cas d'incertitude paramétrique .		70
3.5 Conclusion		77
4 Commande adaptative floue de type-2 par backstepping		78
4.1 Introduction		79
4.2 La logique floue de type-2		80
4.3 Synthèse du contrôleur flou de type-2 adaptatif par backstepping		85
4.3.1 Loi de contrôle intermédiaire .		87
4.3.2 Loi de contrôle définitive .		88
4.4 Simulations et résultats		89
4.4.1 Dans le cas de perturbations externes		90

TABLE DES MATIÈRES	ix
4.4.2 Dans le cas d'incertitude paramétrique .	97
4.4.3 Validation numérique	104
4.5 Conclusion	105
Conclusion générale	108
Bibliographie	110
Annexe	119

Table des figures

1 Généralités	5
1.1 Structure générale d'un système de conversion d'énergie éolienne	7
1.2 Schéma global des différents éléments constitutifs d'un système éolien équipé d'une GADA.....	8
1.3 De gauche à droite : éolienne à axe verticale, éolienne à axe horizontale A :Schéma d'une éolienne de type Savonius B :Schéma d'une éolienne de type Darrieus classique C : Schéma d'une éolienne de type Darrieus H D :Schéma d'une éolienne à axe horizontale à trois pales E : Schéma d'une éolienne à axe horizontale à deux pales F :Schéma d'une éolienne à axe horizontale de type multipales	9
1.4 Tube représentatif du flux d'air d'une turbine éolienne à axe horizontal	10
1.5 Différents types de rotors équipant les machines triphasées A :Interaction entre un rotor à aimant permanent et le stator B : Interaction entre un rotor bobiné et le stator C :Interaction entre un rotor ferromagnétique et le stator	13
1.6 Principales configurations des systèmes éoliens A : Schéma d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de fréquence B : Schéma d'une machine asynchrone associée à un double convertisseur MLI C :Schéma général en mode autonome.....	14
1.7 Fonctionnement hypo & hyper synchrone de la generatrice à induction à rotor bobiné	16
1.8 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	23
1.9 Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée	29

2	Commande par backstepping	34
2.1	Schéma représentant la configuration sélectionnée d'une éolienne à vitesse variable (cas commande par backstepping)	36
2.2	Schéma illustratif de la commande par backstepping ($X_n = (X_1, \dots, X_n)$)	37
2.3	De gauche à droite : point d'équilibre stable, point d'équilibre instable.	40
2.4	Vitesses mécaniques - zoom (<i>tr/min</i>)	49
2.5	Erreurs de vitesses - zoom (<i>tr/min</i>) .	49
2.6	Estimation des flux de stator - zoom (<i>Wb</i>)	49
2.7	Variations du couple générateur (<i>NM</i>) . .	50
2.8	Puissances actives produites par le stator - zoom (<i>watt</i>) .	50
2.9	Puissances réactives produites par le stator - zoom (<i>var</i>)	50
2.10	Courants triphasés produits par le stator - zoom (Ampère)	51
2.11	Tensions triphasés produits par le stator - zoom (<i>volt</i>) .	51
2.12	Courants triphasés fournies au rotor - zoom (Ampère)	51
2.13	Tensions triphasés fournies au rotor - zoom (<i>volt</i>) . .	52
2.14	Vitesses mécaniques - modèle incertain perturbé - zoom (<i>tr/min</i>)	52
2.15	Estimation des flux de stator- modèle incertain perturbé - zoom (<i>Wb</i>)	53
2.16	Puissances actives (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (<i>watt</i>) .	53
2.17	Puissances réactives (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (<i>var</i>)	53
2.18	Courants triphasés (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (Ampère)	54
2.19	Tensions triphasés (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (<i>volt</i>) . .	54
2.20	Courants triphasés (rotor) - modèle incertain perturbé - zoom (Ampère) .	54
2.21	Tensions triphasés (rotor) - modèle incertain perturbé - zoom (<i>volt</i>) . . .	55
3	Commande adaptative floue de type-1 par backstepping	56
3.1	Représentation schématique de la structure générale d'un système de logique floue de type-1	58

3.2	A1 : Fonction d'appartenance de forme trapézoïdale A2 : Fonction d'appartenance en forme de triangle A3 : Fonction d'appartenance à la courbe gaussienne	59
3.3	Schéma général représentant la configuration sélectionnée d'une éolienne à vitesse variable (cas : commande adaptative floue de type-1 par backstepping)	63
3.4	Schéma illustratif de la commande par backstepping floue adaptative de type-1 ($\underline{X}=(X_1, X_2)^T$)	65
3.5	Vitesses mécaniques - zoom (<i>tr/min</i>)	70
3.6	Erreurs de vitesses - zoom (<i>tr/min</i>) .	70
3.7	Estimation des flux de stator - zoom (<i>Wb</i>)	71
3.8	Puissances actives produites par le stator - zoom (<i>watt</i>)	71
3.9	Puissances réactives produites par le stator - zoom (<i>var</i>)	71
3.10	Tensions triphasées fournies au rotor - zoom (<i>volt</i>) . . .	72
3.11	Courants triphasées fournies au rotor - zoom (Ampère)	72
3.12	Tensions triphasées produites par le stator - zoom (<i>volt</i>) .	72
3.13	Courants triphasées produits par le stator - zoom (Ampère)	73
3.14	Vitesses mécaniques - modèle incertain perturbé - zoom (<i>tr/min</i>)	73
3.15	Estimation des flux de stator- modèle incertain perturbé - zoom (<i>Wb</i>)	74
3.16	Puissances actives (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (<i>watt</i>) .	74
3.17	Puissances réactives (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (<i>var</i>)	74
3.18	Tensions triphasées (rotor) - modèle incertain perturbé - zoom (<i>volt</i>) .	75
3.19	Courants triphasées (rotor) - modèle incertain perturbé - zoom (Ampère) .	75
3.20	Tensions triphasées (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (<i>volt</i>) . .	75
3.21	Courants triphasées (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (Ampère)	76
3.22	Temps de calcul	76
4	Commande adaptative floue de type-2 par backstepping	78
4.1	Représentation schématique de la structure générale d'un système de logique floue de type-2	80

4.2	$A1$:Fonction d'appartenance de forme trapézoïdale de type-2 $A2$: Fonction d'appartenance en forme de triangle de type-2 $A3$: Fonction d'appartenance à la courbe gaussienne de type-2	81
4.3	Exemple de représentation d'une fonction d'appartenance d'intervalle type-2	82
4.4	Schéma représentant la configuration sélectionnée d'une éolienne à vitesse variable (cas :commande adaptative floue de type-2 par backstepping).....	85
4.5	Schéma du contrôleur backstepping adaptatif flou de type 1-2($\underline{X} = [X_1, X_2]^T$)	86
4.6	Vitesses mécaniques - zoom (tr/min)	91
4.7	Erreurs de vitesses - zoom (tr/min) .	91
4.8	Estimation des flux de stator - zoom (Wb)	91
4.9	Puissances actives produites par le stator - zoom ($watt$) .	92
4.10	Puissances réactives produites par le stator - zoom (var)	92
4.11	Tensions triphasées fournies au rotor - zoom ($volt$) . . .	92
4.12	Courants triphasées fournies au rotor - zoom (Ampère)	93
4.13	Tensions triphasées produites par le stator - zoom ($volt$) .	93
4.14	Courants triphasées produits par le stator - zoom (Ampère)	93
4.15	Vitesses mécaniques (tr/min) (cas :fractionnaire) .	94
4.16	Erreurs de vitesses - zoom (tr/min)	95
4.17	Estimation des flux (Wb) (cas :fractionnaire)	95
4.18	Puissances actives ($watt$) (cas :fractionnaire)	95
4.19	Puissances réactives (var)(cas :fractionnaire)	96
4.20	Tensions triphasées ($volt$)(cas :fractionnaire)	96
4.21	Courants triphasées (Ampère)(cas :fractionnaire)	96
4.22	Tensions triphasées ($volt$)(cas :fractionnaire) . . .	97
4.23	Courants triphasées (Ampère)(cas :fractionnaire)	97
4.24	Vitesses mécaniques - modèle incertain perturbé - zoom (tr/min)	98
4.25	Estimation des flux de stator- modèle incertain perturbé - zoom (Wb)	98
4.26	Puissances actives (stator) - modèle incertain perturbé - zoom ($watt$) .	99

TABLE DES FIGURES**14**

4.27 Puissances réactives (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (<i>var</i>)	99
4.28 Tensions triphasées (rotor) - modèle incertain perturbé - zoom (<i>volt</i>) .	99
4.29 Courants triphasées (rotor) - modèle incertain perturbé - zoom (Ampère) .	100
4.30 Tensions triphasées (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (<i>volt</i>) . .	100
4.31 Courants triphasées (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (Ampère)	100
4.32 Vitesses mécaniques - modèle incertain (<i>tr/min</i>) (cas :fractionnaire) .	101
4.33 Estimation des flux - modèle incertain (<i>Wb</i>) (cas :fractionnaire)	101
4.34 Puissances actives - modèle incertain (<i>watt</i>) (cas :fractionnaire)	102
4.35 Puissances réactives - modèle incertain (<i>var</i>) (cas :fractionnaire)	102
4.36 Tensions triphasées - modèle incertain (<i>volt</i>) (cas :fractionnaire)	102
4.37 Courants triphasées - modèle incertain (Ampère) (cas :fractionnaire)	103
4.38 Tensions triphasées - modèle incertain (<i>volt</i>) (cas :fractionnaire) . .	103
4.39 Courants triphasées - modèle incertain (Ampère) (cas :fractionnaire)	103
4.40 Temps de calcul	104
4.41 Synoptique de la plateforme numérique	104
4.42 plateforme numérique	105
4.43 Puissances actives - modèle incertain (<i>watt</i>) (cas :fractionnaire)	106

A	Ensemble flou.
\hat{A}	Ensemble flou de type-2.
C_p	Coefficient de puissance de l'éolienne.
dD^{α}	Opérateur mathématique d'ordre fractionnaire.
f	Coefficient de frottement.
I_a, I_b, I_c	Courants des trois phases statoriques.
I_r, I_b, I_c	Courants des trois phases rotoriques.
I_{sdt}	Courants statoriques dans le référentiel (d, q).
I_{rdt}	Courants rotoriques dans le référentiel (d, q).
L_s, L_r	Inductances propres statorique et rotorique.
J	Moment d'inertie de la machine.
K	Rapport du multiplicateur de vitesse.
$[L_s] \cdot [L_r]$	Matrices des inductances statorique et rotorique
m	Masse d'air traversant le rotor de l'éolienne en Js.
M	Inductance mutuelle maximale entre la phase statorique et la phase rotorique.

M_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
M	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
$[M_{.,.}]$	Matrice de l'inductance mutuelle entre Je stator et rotor.
P	Nombre de paires de pôles
P	Puissance électrique instantanée de la génératrice.
P_m	Puissance mécanique extraite par Je rotor de l'éolienne.
P_{mg}	Puissance mécanique disponible sur l'arbre de la génératrice.
P_{mt}	Puissance théorique maximale.
$[P_0]$	Matrice de PARK.
$[P_0]^{-1}$	Matrice inverse de PARK.
$(-),.$	Indices correspondant aux phases rotoriques.
R	Rayon de la surface balayée par les pales de l'éolienne (longueur de pale jusqu'au centre du moyeu).
$R_r . R_s$	Résistances issues des bobines du rotor et du stator .
S	Surface balayée par les pales de l'éolienne.
O_s	Indices correspondant aux phases statoriques.

U	Vitesse de l'extrémité des pales (en mis).
V	Vitesse du vent traversant le rotor de l'éolienne.
V_i	Vitesse du vent en amont de l'éolienne.
V_a	Vitesse du vent en aval de l'éolienne.
V_a, V_b, V_c	Tensions des trois phases rotoriques.
V_{dq}	Tensions rotoriques dans le référentiel (d, q).
V_s, V_b, V_c	Tensions des trois phases statoriques.
V_{dq}	Tensions statoriques dans le référentiel (d, q).
X	Vecteur d'état.
x	Entrée du Système flou.
X	Univers de discours du système flou.
Γ	Couple électromagnétique .
Γ_g	Couple générateur.
λ	Coefficient de vitesse spécifique.
$\mu_i(x_i)$	Fonction d'appartenance de type-2.

$\mu A(x)$	Fonction d'appartenance.
Ω	Vitesse angulaire du rotor (en rad/s).
Ω_2	Vitesse de rotation de l'éolienne après le multiplicateur.
ω_r	Pulsation électrique du rotor.
ω_s	Pulsation électrique du stator.
$\psi_{r_a}, \psi_{r_b}, \psi_{r_c}$	Flux des trois phases rotorique.
ψ_{rdq}	Flux rotoriques dans le référentiel (d, q).
$\psi_{s_a}, \psi_{s_b}, \psi_{s_c}$	Flux des trois phases statoriques.
ψ_{sdq}	Flux statoriques dans le référentiel (d, q).
ρ	Densité de l'air $1,225 \text{ kg.m}^3$ à 15°C et à pression atmosphérique 1,0132 Bar.
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator.
θ_r	Angle électrique rotorique.
θ_s	Angle électrique statorique.

Introduction Générale

Source de bien-être fondamental, l'énergie, et en particulier l'électricité, façonne l'environnement de l'espèce humaine et accompagne son développement. Toutefois, un enjeu énergétique stratégique est en train de se dessiner à travers le monde et dans lequel la prospérité est le maître-mot.

En effet, au rythme de la croissance de la consommation énergétique d'une part et de la diminution des ressources fossiles (pétrole, charbon et gaz) d'autre part, l'éventualité d'être confronté dans un proche avenir à une pénurie d'énergie serait plus qu'inéluctable. Outre la raréfaction des ressources, l'empreinte environnementale, caractérisée par d'importantes émissions de gaz à effet de serre, déstabilise de manière quasi irréversible l'équilibre climatique de la planète (réchauffement, détérioration de la couche d'ozone, rareté des réserves mondiales d'eau douce).

Par conséquent, la communauté internationale s'est dotée d'un cadre juridique lui permettant une meilleure politique de préservation de la nature et de réflexion sur l'avenir énergétique de la planète (Protocole de Kyôto, accord de Paris, ...).

Ainsi, il apparaît, aujourd'hui, plus qu'urgent de s'orienter vers l'exploitation de nouvelles sources d'énergies dites propres et renouvelables.

Par définition une énergie d'origine renouvelable est une source qui dispose de la faculté de se régénérer d'elle-même (à titre d'exemple le vent, le rayonnement solaire.....) et de ce fait être indéfiniment réutilisable (à l'échelle du temps humain).

S'agissant de l'éolien, actuellement, de très nombreux pays sont déjà résolument tournés vers cette forme d'énergie, et ce non en tant que technologie de rupture, mais plutôt comme une énergie d'avenir, complémentaire aux différentes ressources disponibles.

On notera qu'il existe diverses configurations du système d'énergie éolienne. Parmi les plus exploitées on relève celle à vitesse variable basée sur des convertisseurs de puissance

couplés à la génératrice Asynchrone à double alimentation (GADA). Cette machine est appréciée pour ses caractéristiques techniques (simplicité, robustesse et faible coût de fabrication) très adaptées pour ce type d'application.

En outre, le développement de la micro-électronique a favorisé l'application d'algorithmes de contrôles plus efficaces permettant une amélioration considérable des performances dynamiques de la GADA .

Néanmoins, des limites subsistent relevant de la nature même de certaines méthodes de contrôles, et ce particulièrement en présence de perturbations et d'incertitudes dues à la variabilité des conditions de fonctionnement.

Ainsi, il devient impératif de se tourner vers des approches de commandes dites "robustes", permettant de remédier aux différentes contraintes citées.

De plus, la généralisation du calcul fractionnaire aux méthodes de contrôles classiques suggère une amélioration sensible des performances de ces dernières.

Dans ce cadre, la présente thèse introduit l'étude et le développement des approches de commandes robustes fractionnaires basées sur le backstepping appliquée au convertisseur coté générateur.

Le premier chapitre est consacré à des rappels de notions de base relatives au système éolien à travers les équations et concepts physiques régissant son fonctionnement.

Le second chapitre présente une étude sur les performances et les limites de la commande Backstepping. La stabilité de cette approche sera démontrée par l'utilisation des fonctions de Lyapunov.

Étant donné que le modèle de la génératrice est par définition incertain (due aux variations paramétriques), nous préconisons, dans le troisième chapitre, une approche basée sur une méthode combinant la technique backstepping et la logique floue adaptative. Cet arrangement mathématique a vocation et objectif de contourner les contraintes liées à la connaissance des paramètres du générateur, condition nécessaire au bon fonctionnement des contrôleurs backstepping conventionnels.

Une substitution du système flou adaptatif Takagi-Sugeno de type-1 par un autre système adaptatif d'intervalle type-2, dont les performances sont meilleures (prise en charge des incertitudes aussi bien au niveau des variables qu'au niveau des informations linguistiques) est établie, dans le quatrième et dernier chapitre. Afin de réduire le temps de calcul, un ensemble de combinaisons d'algorithmes backstepping flou Takagi-Sugeno type-1 et flou d'intervalle type-2 adaptatif a été élaboré.

Additivement à cela, des simulations sous environnements Matlab sont présentées pour illustrer l'efficacité de chaque approche fractionnaire proposée.

Enfin, pour clore l'ensemble de cette approche dédiée à la commande, un simulateur numérique en temps réel fût développé dont l'objectif consiste, à travers les algorithmes de contrôle proposés, à comparer et valider les résultats obtenus.

Chapitre 1

Généralités

1.1 Introduction

En vue d'améliorer, les performances des dispositifs de conversion d'énergie éolienne, en particulier de variabilité des conditions de fonctionnement, des techniques de commande performantes appliquées aux génératrices électriques furent développées.

Dans ce cadre, nous exposerons dans ce chapitre une brève description du principe de fonctionnement du système éolien ainsi que des équations et concepts physiques y afférent.

On mettra l'accent d'une part, sur les différentes théories utilisées dans la conception des lois de contrôle et d'autre part, sur la modélisation mathématique de la génératrice en vue de sa commande.

1.2 UÉnergie éolienne

La production d'électricité via une éolienne repose sur le principe de l'exploitation de la force du vent. Ce dernier naît de processus cycliques (rotation terrestre, convection chaud/froid, etc.) appliqués à l'atmosphère puis à l'air dans un contexte topographique spécifique à chaque endroit de la planète [1-4]. La conversion de l'énergie se fait principalement en deux étapes (voir figure. 1.1) :

- 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 destinée aux consommateurs.

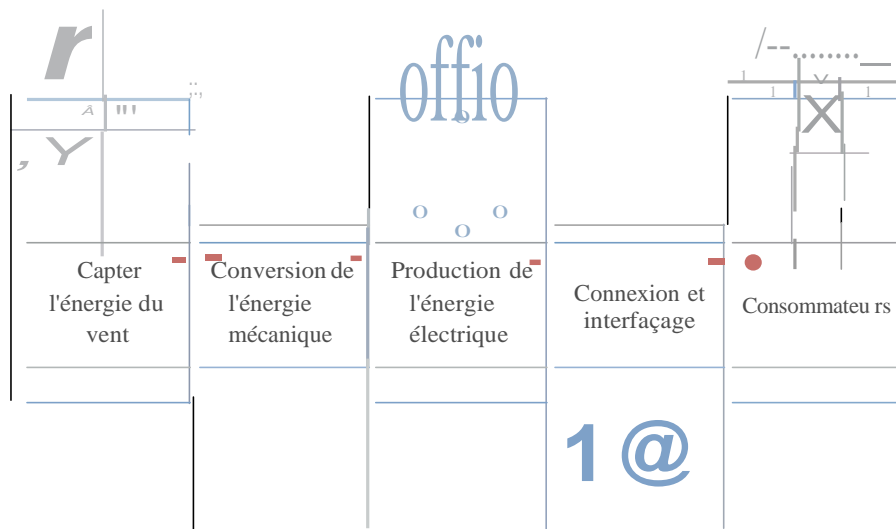


FIGURE 1.1: Structure générale d'un système de conversion d'énergie éolienne

1.2.1 Structure générale d'un système éolien

De multiples concepts et technologies d'aérogénérateurs existent, Néanmoins, une éolienne dite de construction "classique" (voir figure. 1.2) est fondamentalement composée de trois principaux éléments [4] :

- Le rotor : partie rotative de l'éolienne, se compose principalement d'un nombre variant de pales assemblées dans leur moyeu (compromis entre technologies, coût, pollution visuelle et sonore).

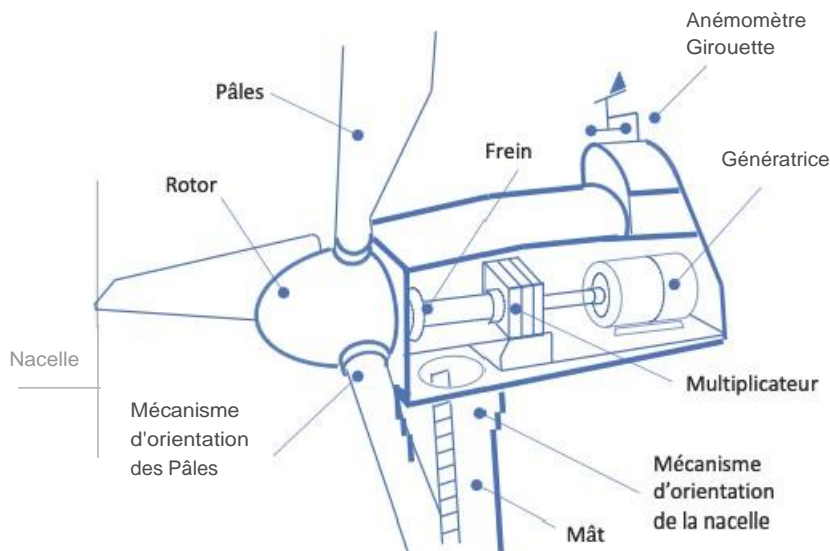


FIGURE 12: Schéma global des différents éléments constitutifs d'un système éolien équipé d'une GADA

- Le mât : cet élément peut être érigé soit en béton, en tube d'acier, en treillis ou encore en combinant l'ensemble. Le mât doit être le plus haut possible et ce afin d'éviter les turbulences à l'approche du sol. Ces dernières constituent une source de vibration et d'effort mécanique (sur le rotor) qui fragilisent la structure et entraînent une perte de la production d'énergie.
- La nacelle : cette structure soutenue par le mât regroupe d'une part l'ensemble des éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique (arbre de transmission, multiplicateur/réducteur, systèmes d'orientation et d'arrêt) et d'autre part, les différents capteurs et systèmes électroniques de contrôle.

1.2.2 Les différents types d'éoliennes

En ce qui concerne la partie mécanique des éoliennes, il existe deux grandes familles (voir figure. 1.3); celle utilisant une turbine à axe vertical et l'autre à axe horizontal [3-5] :

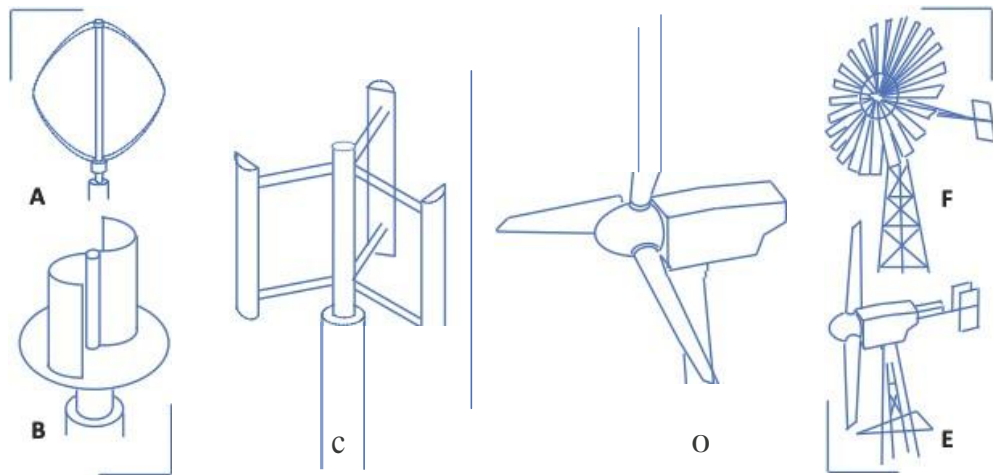


FIGURE 1.3: De gauche à droite : éolienne à axe verticale, éolienne à axe horizontale

- A :Schéma d'une éolienne de type Savonius
- B :Schéma d'une éolienne de type Darrieus classique
- C :Schéma d'une éolienne de type Darrieus H
- D :Schéma d'une éolienne à axe horizontale à trois pales
- E :Schéma d'une éolienne à axe horizontale à deux pales
- F :Schéma d'une éolienne à axe horizontale de type multipales

- La première présente le double avantage d'être insensible aux variations directionnelles du vent, tout en ayant les systèmes de commande et la génératrice facilement accessibles (car généralement disposés proches du sol). Toutefois, un rendement moyen et de fortes contraintes structurelles (frottement mécanique au niveau de la base) rendent ce type de conception moins attractif (en particulier pour les puissances élevées).
- La seconde famille est la plus répandue, elle présente un rendement supérieur à celui à axe vertical. En effet, sa structure permet de capter le vent à des hauteurs loin du sol, là où son intensité est nettement plus importante.

1.2.3 Conversion de l'énergie cinétique disponible dans le vent en mécanique

a) Loi de Betz

La figure 14, illustre une image simplifiée d'une turbine éolienne à axe horizontal traversée par un flux d'air. Ce dernier est représenté par la vitesse du vent V_1 en amont de l'aérogénérateur et par la vitesse V_2 en aval [3,4].

La conversion de l'énergie cinétique du vent captée en énergie rotative entraîne une perte de quantité de mouvement axial dans le sillage éolien.

Ainsi, l'intensité du vent à la sortie (traversant la section S_2) est inférieure à la vitesse V_1 (traversant la section S_1). En supposant un débit constant, le tube représentatif du flux d'air doit donc s'élargir après le passage de l'aérogénérateur.

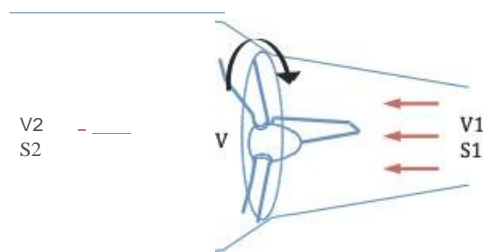


FIGURE 1.4: Tube représentatif du flux d'air d'une turbine éolienne à axe horizontal

Partons de la supposition que la vitesse du vent V traversant le rotor est égale à la moyenne entre les vitesses du vent V_1 et V_2 :

$$V = \frac{(V_1 + V_2)}{2} \quad (1.1)$$

La masse d'air en mouvement de densité ρ traversant la surface S des pales en une seconde est donnée par l'équation suivante :

$$m = \frac{\rho S (V_1 + V_2)}{2} \quad (1.2)$$

Avec :

$$S = \pi R^2$$

ρ : densité de l'air $1,225 \text{ kg.m}^3$ à 15°C et à pression atmosphérique $1,0132 \text{ Bar}$

La puissance mécanique extraite P_m s'exprime par la moitié du produit de la masse et de la diminution de la vitesse du vent (seconde loi de Newton) [3,4] :

$$P_m = \frac{m (V_1^2 - V_2^2)}{2} \quad (1.3)$$

En remplaçant m par son expression on aura :

$$P_m = \frac{\rho S (V_1 + V_2)}{4} (V_1^2 - V_2^2) \quad (1.4)$$

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface S sans diminution de vitesse, soit à la vitesse V_1 . Dès lors la puissance correspondante P_{mt} serait égale à :

$$P_{mt} = \frac{\rho S V_1^3}{2} \quad (1.5)$$

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

$$\frac{P_m}{P_{mt}} = \frac{\left\{1 + \left(\frac{V_2}{V_1}\right)\right\} \left\{1 - \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2\right\}}{2} \quad (1.6)$$

Le ratio $\frac{P_m}{P_{mt}}$ est également appelé coefficient de puissance C_p . Ce dernier affiche, après calcul, un maximum de soit 0,59. Cette valeur représente la limite théorique appelée limite de Betz qui fixe la puissance maximale extraite pour une vitesse de vent donnée [4].

Il est à noter que chaque type d'éolienne est caractérisé par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction du coefficient de vitesse spécifique λ .

Où:

$$\lambda = \frac{U}{V} = \frac{\Omega R}{V}$$

U : vitesse de l'extrémité des pales (en mis)

V : vitesse du vent (en mis)

Ω : vitesse angulaire du rotor (en rad/s)

ρ : densité de l'air $1,225 \text{ kg.m}^3$ à 15°C et à pression atmosphérique $1,0132 \text{ Bar}$

b) Production d'énergie mécanique

La puissance mécanique P_m disponible sur l'arbre de la turbine est donnée par l'expression suivante :

$$P_m = \frac{P_m}{P_{mt}} P_{mt} = C_P P_{mt} = C_P (\lambda) \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V_1^3 \quad (1.7)$$

En prenant en considération le cas d'une éolienne comportant un multiplicateur de vitesses reliant l'arbre de la turbine (tournant à vitesse lente) à celui de la génératrice (tournant à vitesse rapide), la puissance mécanique disponible au niveau de cette dernière P_{mg} s'exprime de la manière suivante :

$$P_{mg} = \frac{1}{2} C_P \left(\frac{\Omega_2 R}{V_1 K} \right) \rho \pi R^2 V_1^3 \quad (1.8)$$

Avec:

K : rapport du multiplicateur de vitesse

Ω_2 : vitesse angulaire après multiplicateur

Cette expression mathématique permet d'établir un ensemble de caractéristiques représentant la puissance disponible en fonction de la vitesse de rotation du générateur pour différentes vitesses de vent.

1.2.4 Conversion de l'énergie mécanique en électrique

L'induction électromagnétique est un phénomène physique qui permet de générer de l'électricité à partir d'une source constituée d'un champ magnétique variable. Ce phénomène est à l'origine de la production d'énergie à partir des machines électriques [4-6].

La figure 1.5 illustre des exemples de différents types d'interactions entre le rotor et le stator de machines électriques triphasées.

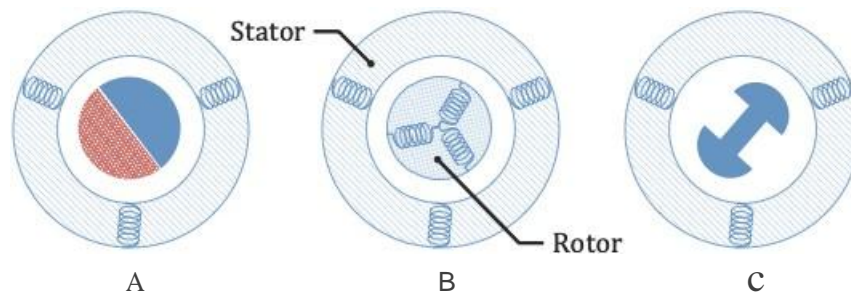


FIGURE 1.5: Différents types de rotors équipant les machines triphasées

A : Interaction entre un rotor à aimant permanent et le stator

B : Interaction entre un rotor bobiné et le stator

C : Interaction entre un rotor ferromagnétique et le stator

Une éolienne peut être équipée de génératrice synchrone ou asynchrone raccordée au réseau électrique d'une manière directe ou indirecte (à travers des dispositifs d'électronique de puissance). Les éoliennes non raccordées au réseau fonctionnent en mode autonome. Ce type d'installation a pour objectif d'alimenter des charges isolées. Ces systèmes pouvant entre autres être équipés d'autres sources d'appoints (éventuellement un ou plusieurs groupes électrogènes) ainsi que des systèmes de stockage d'énergie (à court terme via le stockage inertiel et/ou à long terme via des batteries) (voir figure. 1.6) .

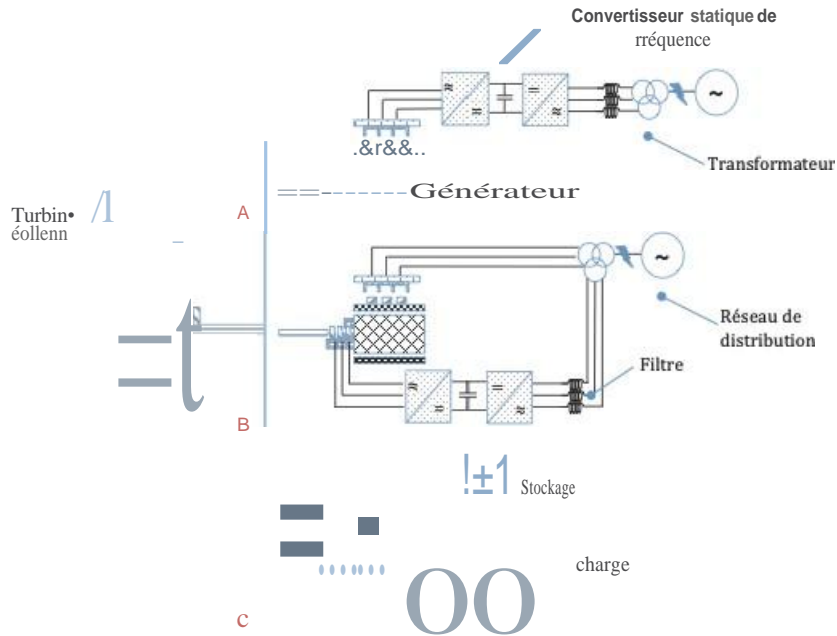


FIGURE 1.6: Principales configurations des systèmes éoliens

A : Schéma d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de fréquence

B : Schéma d'une machine asynchrone associée à un double convertisseur MLI

C : Schéma général en mode autonome

a) Les génératrices synchrones

Cette catégorie de machine est dite "synchrone" car la fréquence électrique produite est en phase ou synchronisée avec la vitesse de rotation mécanique du générateur. Selon la technologie utilisée, le rotor peut être constitué de [6,7] :

- Un aimant permanent générant un champ constant. Dans ce cas le rotor n'a alors pas besoin d'être alimenté en électricité. La valeur efficace ainsi que la fréquence de la tension délivrée par la machine varient selon la vitesse de rotation.
- Un électroaimant alimenté par une source DC externe au rotor. Par conséquent, la valeur efficace de la tension délivrée par la machine varie non seulement avec la

vitesse de rotation du rotor mais également en fonction de l'intensité d'excitation de ce dernier.

b) Les génératrices asynchrones

De par une conception dite robuste et relativement accessible en matière de coût et de technologie, la machine asynchrone a été la première à être utilisée à grande échelle dans les systèmes éoliens [7-11].

L'adjectif "asynchrone" provient du fait qu'il n'y a pas nécessairement un rapport direct entre la fréquence des courants qui traversent la machine et sa vitesse de rotation. La différence de vitesse de rotation entre le rotor et le champ magnétique du stator est appelée "vitesse de glissement".

Suivant la technologie utilisée dans la conception des rotors, on distingue deux types de configurations :

- La génératrice asynchrone à cage d'écureuil : en ce qui concerne cette machine, le rotor est constitué de barres court-circuitées par des anneaux aux deux extrémités de l'armature. Les enroulements rotoriques ne sont alors pas accessibles. Pour produire de l'énergie électrique, le rotor doit impérativement tourner à une vitesse plus élevée que la vitesse de synchronisme.
- La génératrice asynchrone à rotor bobiné ou à bagues : les enroulements du rotor, couplés en étoile, sont reliés à un système de collecteurs bagues/balais permettant ainsi l'accès à leurs bornes (pour un pilotage par le rotor). Cette machine autorise deux modes de fonctionnement; le premier, en génératrice hyposynchrone (vitesse de rotation inférieure à la vitesse de synchronisme), permet un transfert de puissance à travers le stator. Quant au deuxième mode, le fonctionnement en hypersynchrone (vitesse de rotation supérieure à la vitesse de synchronisme), délivre un maximum de puissance et ce à travers le stator ainsi que le rotor (voir figure. 1.7).

Indépendamment des différents modes de fonctionnement des diverses technologies des

génératrices, ces dernières peuvent être répertoriées en deux classes; celles qui tournent "à vitesse constante", et celles qui tournent "à vitesse variable" :

- La première catégorie est directement connectée au réseau. Elle fonctionne au voisinage de la vitesse de synchronisme (qui est constante et imposée par le réseau) sans dispositif d'électronique de puissance.
- La seconde catégorie est née d'un concept plus récent qui agit sur la vitesse de rotation de l'éolienne à travers des algorithmes évolués et ce afin d'optimiser la puissance débitée en fonction de l'intensité du vent. Ce dispositif permet de réduire les nuisances sonores et d'afficher des rendements supérieurs comparés à son analogue dit "à vitesse constante".

Dans cette étude, nous nous intéresserons donc à la catégorie d'éolienne à vitesse variable, équipée de générateur asynchrone à double alimentation, cette configuration est l'une des plus répandues parmi les différents systèmes éoliens.

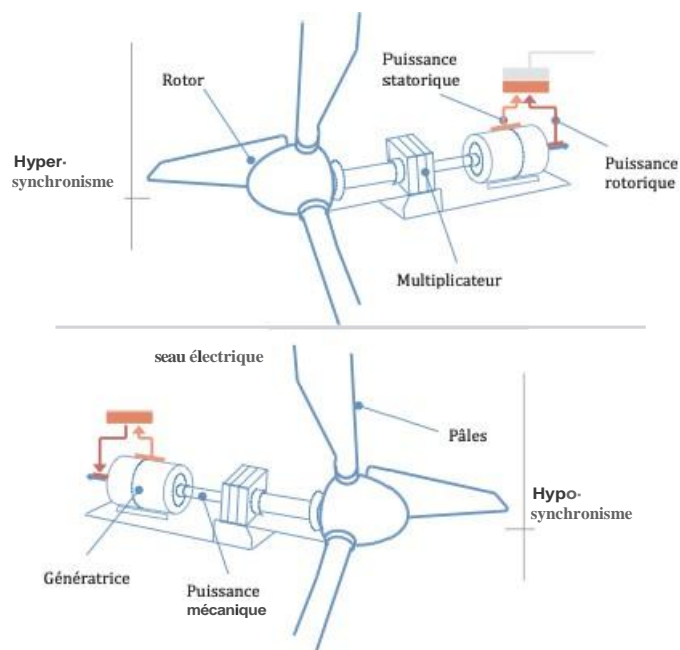


FIGURE 1.7: Fonctionnement hypo & hyper synchrone de la génératrice à induction à rotor bobiné

1.3 Techniques de Contrôle

Un élément non moins important à l'amélioration du rendement énergétique des éoliennes, est l'introduction d'algorithmes de contrôle plus performants et capable de pallier toutes contraintes liées aux conditions de fonctionnement de ces dernières.

Au cours des dernières années, deux approches de commande ont été généralisées dans les systèmes de conversion d'énergie éoliens; à savoir les commandes basées sur un modèle à une seule phase dites scalaires, et les commandes, utilisant un modèle triphasé dites vectorielles.

1.3.1 Commande scalaire

Cette approche est conçue pour des systèmes caractérisés par une forme de dynamisme lent n'intégrant pas un fonctionnement à vitesse réduite et des performances très élevées. Son principe est basé sur une modélisation en régime permanent et ayant pour but de maximiser le couple (sous réserve de maintenir la valeur du flux constante).

Différentes stratégies de contrôle du flux existent, selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension et ce à travers un processus de calcul direct ou indirect (avec capteur/estimateur de flux ou sans).

Toutefois, la technique scalaire comprend un certain nombre d'anomalies face aux régimes transitoires et aux variations paramétriques [12-17].

1.3.2 Commande vectorielle

En matière de définition, on appelle commande vectorielle l'ensemble des schémas de contrôle basés sur un modèle dit dynamique représentant la machine asynchrone.

Lorsqu'il s'agit de comparer les avantages et les performances entre une commande scalaire et vectorielle, la première se base sur un modèle équilibré représentant une des phases de la machine. Tandis que la seconde commande tient compte de l'ensemble des enroulements des trois phases. Les relations ainsi obtenues sont vectorielles où le contrôle, plus

complexe, se réfère non seulement au module mais aussi à la phase des variables mathématiques. Cet état de fait, permet d'avoir une dynamique de réponse plus rapide ainsi qu'une meilleure précision de contrôle.

Toutefois, il est nécessaire d'introduire un ensemble d'arrangements mathématiques, permettant le basculement d'un système triphasé vers un système biphasé, et ce afin de simplifier et réduire le temps de calcul des algorithmes vectoriels. Parmi ces dernières on trouve la commande par contrôle direct du couple (direct torque control DTC) ainsi que la commande vectorielle par orientation de flux (Field orientation control FOC).

a) Contrôle direct du couple (DTC)

L'introduction d'une nouvelle approche de contrôle direct de couple vient mettre fin à une série de méthodes classiques utilisées auparavant dans ledit contrôle [18-24].

Les avantages liés à cette nouvelle technique portent sur une dynamique rapide de la réponse en couple ainsi qu'une relative robustesse à l'égard des variations paramétriques et enfin une absence totale des transformations de Park et de son inverse. La DTC présente une structure qui consiste à commander le couple et le flux via des régulateurs (entre autres à hystérésis).

Néanmoins, cette méthode présente différentes anomalies, dont les plus importantes sont : une fréquence de commutation variable, des ondulations de couple et de flux ainsi qu'une perte de performance à basse vitesse. Afin de pallier ses inconvénients, différentes améliorations ont été apportées telles que : l'introduction d'observateurs d'état pour corriger les insuffisances des estimateurs ou encore l'utilisation de la technique SVM (Space Vector Modulation) afin d'obtenir une fréquence de commutation constante.

b) Commande vectorielle par orientation du flux (FOC)

Depuis quelques années la commande vectorielle par orientation de flux a eu un écho considérable à travers le monde où son application fût généralisée dans différents systèmes de contrôle et ce au vu des caractéristiques dynamiques qu'elle présente [25-31].

Le principe de fonctionnement de cette technique consiste à obtenir de la machine asynchrone des performances comparables à celles fournies dans le cas d'une machine à courant

continu (où le découplage entre le flux et le couple est naturellement accompli).

Ce processus de contrôle peut être qualifié de direct (DFOC) ou indirect (IFOC). Dans le premier cas, l'angle de position du flux peut être obtenu à l'aide d'un capteur de flux ou de son estimation tandis que dans le second cas, l'angle d'orientation est calculé à l'aide des paramètres de la machine.

À travers le sujet traité dans cette thèse, il ressort que du point de vue automatique, la simplicité structurelle de la machine à induction dissimule une grande complexité fonctionnelle due à une représentation non linéaire multi variable, fortement couplé et sujet à des variations/incertitudes paramétriques. Toutefois, il convient de signaler que bon nombre de système réel, peuvent être commandés via les méthodes de contrôle linéaire. L'inconvénient de l'exécution d'un tel processus de calcul, réside dans la non-prise en compte de toute non-linéarité considérée comme perturbations. De telles méthodes peuvent être inappropriés lorsque les phénomènes engendrés par certains systèmes notoirement non linéaires ne peuvent être négligés [32-33].

1.3.3 Calcul fractionnaire

L'approche de la théorie fractionnaire est un sujet presque aussi ancien que le calcul classique tel que nous le connaissons aujourd'hui. Toutefois son application dans les différentes théories de contrôles demeure très récente et impose de nouvelles perspectives aux méthodes de commandes classiques.

En effet, au cours des dernières années, l'approche fractionnaire est devenue l'un des outils les plus utiles et les plus puissants dans divers systèmes de contrôle.

L'idée du calcul fractionnaire est d'étendre les définitions traditionnelles d'opérateurs d'intégration et de différenciation à un ordre approprié, pas nécessairement entier.

Par conséquent, cette application améliore les capacités de contrôle et donne une meilleure description des systèmes dynamiques complexes.

L'opérateur fractionnaire intégrro-différentiel est une généralisation de l'intégration et de la différenciation des opérateurs d'ordre entier. On peut donc étendre ce concept à travers un seul opérateur D^α défini comme suit [34-38] :

$${}_w D_{t_0}^m f(t) = \begin{cases} \frac{d^m}{dt^m} f(t) & \text{Re}(m) > 0 \\ 1 & \text{Re}(m) = 0 \\ \int_{t_0}^t (t-\tau)^{-m-1} f(\tau) d\tau & \text{Re}(m) < 0 \end{cases} \quad (1.9)$$

Nous identifions le nombre complexe $m \in \mathbb{C}$ comme un ordre fractionnaire; $\text{Re}(m)$ comme une partie réelle de m ; t_0 et t sont les limites du domaine opérateur fractionnaire.

Il existe de nombreuses approches mathématiques pour trouver les dérivées et les intégrales fractionnaires. Les approches les plus connues sont :

a) Riemann-Liouville

- L'intégrale fractionnaire est définie par :

$$L_{t_0}^m f(t) = \frac{1}{\Gamma(m)} \int_{t_0}^t (t-\tau)^{m-1} f(\tau) d\tau \quad (1.10)$$

La fonction Euler's gamma est donnée comme suit :

$$\Gamma(x) = \int_0^\infty y^{x-1} e^{-y} dy, \quad x > 0 \quad (1.11)$$

Elle se base sur la généralisation du factoriel n aux valeurs non entières. Notons que lorsque m est un entier, on aura l'expression suivante :

$$\Gamma(m+1) = m! \quad (1.12)$$

- La dérivée fractionnaire est définie par :

$$L_{t_0}^{n-m} f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-m)} \int_{t_0}^t (t-\tau)^{n-m-1} f(\tau) d\tau \quad (1.13)$$

Avec $(n-1) < m < n$; n est connu pour être un nombre entier.

b) Grünwald-Letnikov :

- L'intégrale fractionnaire est définie par :

$${}_0^L I^m f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^m \sum_{k=0}^{\lfloor t/h \rfloor} (-1)^k \binom{-m}{k} f(t - k \cdot h) \quad (1.14)$$

- La dérivée fractionnaire est définie par :

$${}_0^L D^m f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-m} \sum_{k=0}^{\lfloor t/h \rfloor} (-1)^k \binom{m}{k} f(t - k \cdot h) \quad (1.15)$$

ou :

(.) : la partie entière du nombre réel

h : la période d'échantillonnage

$$\binom{m}{k} = \frac{f(m+1) - f(k+1) \cdot f(m-k+1)}{f(m+1)} \quad (1.16)$$

c) Caputo

Caputo a reformulé la définition de la dérivée d'ordre fractionnaire comme suit :

$${}_t^C D_t^m f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-m)} \int_{t_0}^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{m-n+1}} d\tau \quad (1.17)$$

$$n-1 < m < n, n \in \mathbb{N}$$

La transformée de Laplace des dérivées fractionnaires est donnée par :

- Riemann-Liouville

$$L\{ {}_0^L D^m f(t) \} = s^m F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} \left[\binom{n-1}{k} f^{(k)}(0) \right] s^{n-1-k} \quad (1.18)$$

- Grünwald-Letnikov

$$\mathcal{L}\{ {}_0^G D_t^m f(t) \} = s^m F(s) \quad (1.19)$$

- Caputo

$$\mathcal{L}\{ {}_0^G D_t^m f(t) \} = s^m F(s) - \sum_{k=0}^{m-1} s^{m-k-1} f^{(k)}(0) \quad (1.20)$$

14 Modélisation de la GADA en vue de sa commande

A travers ce qui a été énoncé précédemment on notera que la GADA offre plusieurs avantages liés essentiellement à sa robustesse et à son faible coût de revient à puissance égale. Toutefois, celle-ci présente une grande complexité physique engendrée par une interaction électromagnétique entre le rotor et le stator [S-11].

Afin d'élaborer et d'évaluer les performances des différentes approches et algorithmes de contrôle, un modèle mathématique reflétant le comportement de la génératrice dans les conditions de régime transitoire et permanent est nécessaire.

Ainsi à travers cette partie, il sera question d'exposer le modèle triphasé de la machine et sa translation en modèle biphasé. Dans cette perspective, nous établissons certaines hypothèses sur lesquelles nous bâtissons notre raisonnement :

- Uniformité de l'épaisseur de l'entrefer et un encochage insignifiant;
- Influences des effets de saturation du circuit magnétique, d'hystérésis et des courants de Foucault négligées ;

- Répartition sinusoïdale de la force magnétomotrice.

14.1 Modèle de la GADA dans le référentiel abc

La machine asynchrone à double alimentation présente une caractéristique électromécanique réversible. Elle dispose de ce fait, d'une structure identique en fonctionnement moteur ou génératrice [5-11]. Le stator et le rotor sont à bobinage triphasé disposant chacun de trois (03) enroulements décalés de 120° (voir figure. 1.8).

En prenant en compte les hypothèses mentionnées ci-dessus, les équations électriques régissant le fonctionnement de la GADA dans le repère triphasé (a, b, c) s'écrivent sous la forme suivante :

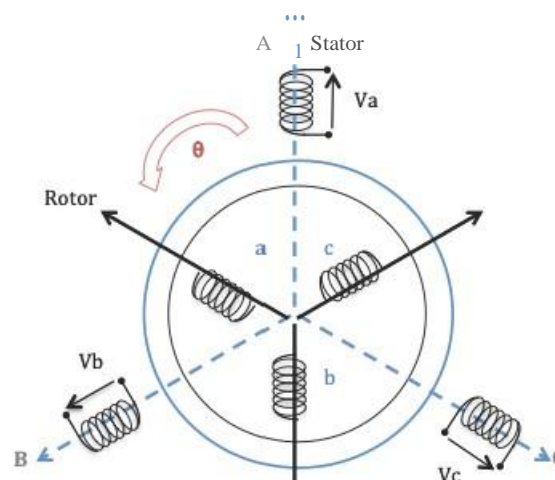


FIGURE 1.8: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

a) Équations électriques dans le référentiel abc

En appliquant la loi de Faraday à chaque enroulement, on obtient :

b) Équations magnétiques dans le référentiel abc

Les expressions mathématiques des flux et des courants sont données sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{aligned} \langle \lambda \rangle_{abc} &= [L_s] [i]_{abc} + [M_r] (I_{ube}) \\ \langle i \rangle_{abc} &= [M_r] [i]_{abc} + [L_r] (I_{ube}) \end{aligned} \tag{1.22}$$

où :

$$\bullet [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$\bullet [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$\bullet [M_r] = [M_r] = M \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \cos(\delta + 2\theta) & \cos(\delta + 4\theta) \\ \cos(\delta + 2\theta) & \cos(\delta) & \cos(\delta + 2\theta) \\ \cos(\delta + 4\theta) & \cos(\delta + 2\theta) & \cos(\delta) \end{bmatrix}$$

Avec :

(L_s) , (L_r) :sont les matrices des inductances statorique et rotorique

L_s, L_r :sont les inductances propres statorique et rotorique

M_s :est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques

M_r :est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

$[M]$:est la matrice de l'inductance mutuelle entre Je stator et rotor

M :désigne l'inductance mutuelle maximale entre la phase statorique et la phase rotorique

δ :désigne la position angulaire du rotor par rapport au stator.

Après certaines transformations mathématiques , le modèle de génératrice asynchrone tri-phasée est le suivant :

$$\begin{aligned} [V_{abc}] &= [R_s][I_{abc}] + \dot{\theta}([L_s] I_{abc}) + [M_{sr}](I_{abc}) \\ (V_{abc}) &= (R_r)(I_{abc}) + \dot{\theta}([M_{rs}](I_{abc}) + (L_r)[I_{abc}]) \end{aligned} \quad (1.23)$$

1.4.2 Modèle de la GADA dans le référentiel dq

La transformée de Park est un outil permettant de substituer une représentation à trois enroulements (a, b et c) par une représentation en quadrature (d et q) de la dite machine [5-11].

Ce procédé mathématique permet de simplifier le modèle de la machine et par voie de conséquence alléger l'algorithme de contrôle (réduction du temps de calcul).

a) Équations électriques dans le référentiel d/q

L'application de la transformée de Park au modèle triphasé représentant la GADA nous donne les équations électriques suivantes (voir figure. 1.9) :

1) Concernant le stator :

$$[P(\theta_s)]^{-1} [V_{sdq}] = [R_s] ([P(\theta_s)]^{-1} [I_{sdq}]) + \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1} [\phi_{sdq}]) \quad (1.24)$$

Avec :

- (Pe) : désigne la matrice de PARK
- (Per)¹ : désigne la matrice inverse de PARK
- e_s : est l'angle électrique statorique

En multipliant l'équation (1.24) par (P(B)) on obtiendra l'expression mathématique suivante :

$$[V_{sdq}] = [R_s] [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1} [\phi_{sdq}]) \quad (1.25)$$

où :

$$\frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1} [\phi_{sdq}]) = \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1}) [\phi_{sdq}] + [P(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt} ([\phi_{sdq}]) \quad (1.26)$$

Ce qui aboutit à la formule suivante :

$$[V_{sdq}] = [R_s] [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1}) [\phi_{sdq}] + \frac{d}{dt} ([\phi_{sdq}]) \quad (1.27)$$

En outre :

$$[P(\Psi)] \frac{d}{dt} ([P(\Psi)]^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} (\Psi) \quad (1.28)$$

Par conséquent le modèle électrique dynamique biphasé statorique de la machine s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} \quad (J.29)$$

Avec :

- $\omega_s = \dot{\theta}_s(B)$ et $\theta_s = B$.
- ω_s : désigne la pulsation électrique du stator

1) Concernant le rotor :

En procédant de la même manière, le modèle électrique dynamique biphasé spécifique aux équations du rotor est défini comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\theta}_r & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \quad (J.30)$$

Avec :

- $\omega_r = \dot{\theta}_r(B_r)$ et $\theta_r = B_r / B_r = B_r - B$
- ω_r : désigne la pulsation électrique du rotor
- B_r : est l'angle électrique rotorique

b) Équations magnétiques dans le référentiel d/q

Dans le même ordre d'idées et en appliquant la transformation de Park à l'expression du flux triphasé, on obtient la relation matricielle regroupant les vecteurs flux et les courants

$$\text{Avec: } \begin{cases} P_j = R. (I_d + I_s) + R. (I_r + I_q) \\ P_{em} = f_{sd} \dot{\theta} + f_{sq} \dot{\theta} + f_{rd} \dot{\theta} + f_{rq} \dot{\theta} \\ P_m = (f_{sd} \dot{\theta} - f_{sq} \dot{\theta}) W_s + (f_{rd} \dot{\theta} - f_{rq} \dot{\theta}) W_r \end{cases}$$

Où le premier terme indique les pertes de puissance par effet joule, le second désigne le taux de variation temporelle de l'énergie emmagasinée dans les enroulements, et enfin le troisième terme représente la conversion d'énergie (mécanique en énergie électrique).

À partir de la relation de la puissance mécanique, le couple électromagnétique peut être exprimé sous les formes suivantes :

$$\Gamma_e = \frac{P_m}{\Omega} = P \left(\frac{P_m}{\omega} \right) \tag{1.34}$$

Conditionné par la nature du choix du vecteur d'état, et en se basant sur les relations entre flux et courants, l'expression du couple électromagnétique se présente sous différentes formes :

$$\begin{aligned} \Gamma_e &= p L_m (i_r \dot{\theta} - i_q \dot{\theta}) \\ \Gamma_e &= p (\lambda_{sd} \dot{\theta} - \lambda_{sq} \dot{\theta}) \\ \Gamma_e &= p (i_f \dot{\theta} - i_q \dot{\theta}) \\ \Gamma_e &= \mathbf{t}(\lambda_r \dot{\theta} - \lambda_q \dot{\theta}) \end{aligned} \tag{1.35}$$

d) Équation du mouvement

Dans la perspective de réaliser un modèle complet de la génératrice, il est impératif de prendre en compte ses paramètres mécaniques (couple, vitesse, etc.). A cet égard, l'expression de l'équation régissant le mouvement est la suivante :

$$J \frac{dn}{dt} = r - r - 1n \tag{1.36}$$

e) *Choix du référentiel d-q*

Fondamentalement, la nature des applications et les objectifs prédéfinis cernent la nature du référentiel à sélectionner.

À cet effet, il existe trois choix d'orientation du repère d-q :

- *Etude des grandeurs statoriques (Axes tournant à la vitesse du rotor)*

Ce référentiel "noté (alpha, beta)" est défini par :

$$\begin{aligned} \omega_s &= \omega \\ \omega_r &= 0 \end{aligned} \quad (1.37)$$

- *Etude des grandeurs rotoriques (Axes liés au stator)*

Ce référentiel "noté (X, Y)" est représenté par :

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \\ \omega_r = -\omega \end{cases} \quad (1.38)$$

- *Etude de la commande (Axes solidaires du champ tournant)*

Ce référentiel "noté (d,q)" est exprimé par la relation suivante :

$$\omega_s = \omega_r + \omega \quad (1.39)$$

Diverses transformations mathématiques incluant les équations fondamentales électriques et mécaniques conduisent à l'établissement, sur la base d'un repère (d,q) lié au champ tournant, du modèle final de la génératrice.

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{dr} &= -\gamma_r I_{dr} + (\omega_s - \omega) I_{qr} + \alpha_s \beta \varphi_{ds} - \beta \omega \varphi_{qs} - \beta V_{ds} + \left(\frac{1}{\sigma_r} \right) V_{dr} \\ \frac{d}{dt} I_{qr} &= -\gamma_r I_{qr} - (\omega_s - \omega) I_{dr} + \alpha_s \beta \varphi_{qs} + \beta \omega \varphi_{ds} - \beta V_{qs} + \left(\frac{1}{\sigma_r} \right) V_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{ds} &= -\alpha_s \varphi_{ds} + \omega_s \varphi_{qs} + \alpha_s L_m I_{dr} + V_{ds} \end{aligned} \right. \quad (1.40)$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{qs} = -\alpha_s \varphi_{qs} - \omega_s \varphi_{ds} + \alpha_s L_m I_{qr} + V_{qs}$$

$$\frac{d}{dt} \omega_r = -P^2 \frac{\mu}{j} (I_{dr} \varphi_{qs} - I_{qr} \varphi_{ds}) + \left(\frac{P}{j} \right) \Gamma_g - \left(\frac{f}{j} \right) \omega_r$$

$$\text{Où: } \left\{ \begin{aligned} \alpha_s &= \frac{R_s}{L_s} \\ \sigma_r &= L_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right) \\ \gamma_r &= \frac{R_r}{\sigma_r} + \frac{R_s L_m^2}{L_s^2 \sigma_r} \end{aligned} \right. \quad \left\{ \begin{aligned} \beta &= \frac{L_m}{L_s \sigma_r} \\ \mu &= \frac{3 L_m}{2 L_s} \\ \omega_r &= \omega_s - \omega \end{aligned} \right.$$

De plus, il convient de noter que dans un repère diphasé quelconque, les expressions de la puissance active P_s et réactive Q_s d'une machine asynchrone s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} (V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq}) \\ Q_s = \frac{3}{2} (V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq}) \end{cases} \quad (1.41)$$

1.5 Conclusion

Tout algorithme de commande est conçu pour se comporter d'une certaine manière et satisfaire un objectif prédéfini. La fiabilité et la précision du modèle mathématique, décrivant l'environnement ciblé, sont ordinairement garantes de la cohésion et de la validité du système de contrôle.

Toutefois, dans le cas réel les décisions sont souvent prises dans un environnement complexe où les contraintes et parfois même les conséquences des actions sont indéterminées

ou approximatives. Il devient, de ce fait, impératif de se tourner vers de nouveaux outils et mécanismes permettant de pallier ces carences.

À travers ce chapitre, nous avons présenté brièvement quelques techniques de commandes dédiées à la génératrice asynchrone à doubles alimentations. Ensuite nous nous sommes intéressés à la modélisation de la génératrice en vue de sa commande dès lors nous avons présenté les différentes hypothèses de travail adoptées ainsi que le référentiel (d-q) choisi. Enfin, nous avons donné des notions de base du calcul d'ordre fractionnaire, qui seront utilisées pour l'élaboration des approches développées dans les prochains chapitres.

Chapitre 2

Commande par backstepping

2.1 Introduction

La commande de la génératrice asynchrone à double alimentation se compose généralement d'une boucle interne dédiée à la régulation du courant et d'une boucle externe de contrôle de la vitesse ou du couple [8-10].

Pendant plusieurs années, différentes méthodes de commande basées, entre autres, sur le contrôleur proportionnel-intégral (**PI**) ont été adoptées [9]. On peut citer la combinaison du PI avec des contrôleurs de logique floue [10, 39] ou avec de réseau de neurones artificiels [40]. Bien qu'efficaces, ces techniques reposent sur une modélisation linéaire qui utilise des hypothèses simplificatrices (dégradation des performances en présence d'incertitudes paramétriques).

À cet effet, de nombreuses approches non linéaires ont été conçues. Parmi elles, la commande en mode glissant [41-44], le contrôle robuste *Hoo* [45] et le contrôle par backstepping [46-50]. Ce dernier est de conception dite en rétroaction qui transforme un contrôle non linéaire complexe en sous-systèmes récursifs simples [51]. Le backstepping permet d'ailleurs de contrôler à la fois le courant et la vitesse via un seul canal de commande [49].

Aux techniques traditionnelles issues d'outils mathématiques à ordre entier, se substitue aujourd'hui une réflexion qui intègre le calcul fractionnaire dans les différentes lois de contrôle [52,53]. Il s'agit d'élargir les définitions mathématiques traditionnelles à un ordre approprié non nécessairement entier, permettant de ce fait de meilleures descriptions des systèmes dynamiques.

Dans ce chapitre, nous proposons l'étude de la commande backstepping robuste pour une génératrice asynchrone à double alimentation. L'algorithme de contrôle est développé en tenant compte des opérateurs mathématiques d'ordre entier puis fractionnaire. Enfin, les approches proposées ont été validées à travers plusieurs simulations sous MATLAB.

2.2 Système de commande par backstepping

Le dispositif de production d'énergie électrique, illustré à la figure 2.1, donne un aperçu global de la configuration sélectionnée. Le fonctionnement à "vitesse variable" consiste à contrôler la génératrice de manière à ce qu'elle produise le maximum d'énergie en fonction de l'intensité du vent capté.

Les techniques d'extraction de puissance maximale (Maximum Power Point Tracking MPPT) déterminent la vitesse de la turbine nécessaire permettant d'obtenir les performances souhaitées.

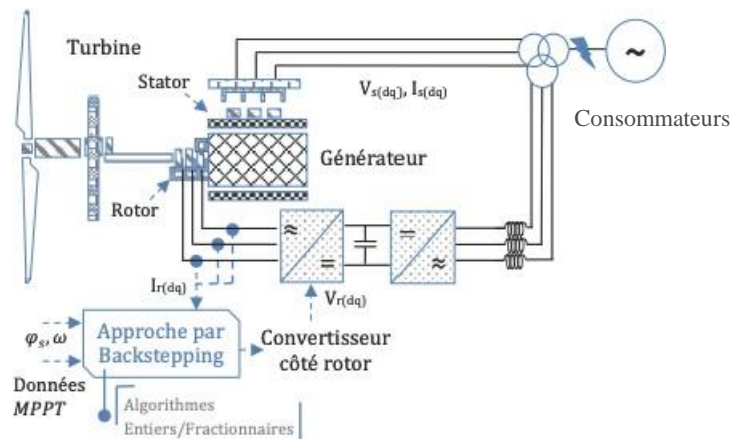


FIGURE 2.1: Schéma représentant la configuration sélectionnée d'une éolienne à vitesse variable (cas commande par backstepping)

Diverses stratégies de contrôle peuvent être appliquées à chaque partie de ce système (turbine éolienne, convertisseur côté rotor et convertisseur côté réseau). Néanmoins, ce

travail de recherche est principalement orienté vers l'étude de la commande de la génératrice.

2.2.1 Principe et concept général

La notion de commande réursive via les théories de la stabilité est au cœur de la conception traditionnelle du contrôle par backstepping [49,52-58].

C'est dans ce cadre que des fonctions candidates de Lyapunov (définies initialement positives) sont introduites et dont les dérivées doivent être négatives afin de garantir la stabilité asymptotique en boucle fermée.

Le processus de calcul de la première loi de commande intermédiaire (virtuelle) est établi à partir de l'erreur de poursuite à l'entrée du système de contrôle. L'opération sera répétée au terme du n^{me} fois où chacune des lois de commande (intermédiaires) est utilisée comme signal de référence pour le calcul de l'étape suivante. Ce qui permet de générer, lors de la dernière étape la commande dite définitive (globale) (voir la figure 2.2).

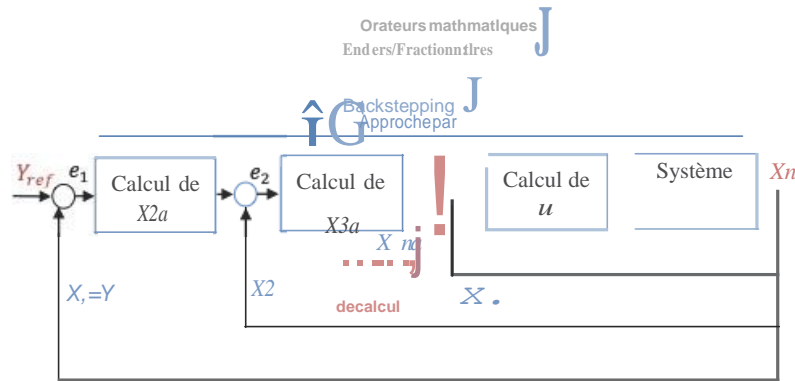


FIGURE 2.2: Schéma illustratif de la commande par backstepping ($X_{n-1} = [X_1, \dots, X_n]^T$)

Le backstepping s'applique au système non linéaire dont les équations sont données sous la forme suivante :

$$\begin{cases}
 \frac{d}{dt} x_1 = f_1(x_1) + b_1(x_1)x_2 + \delta_1(x_1, t) \\
 \frac{d}{dt} x_2 = f_2(x_1, x_2) + b_2(x_1, x_2)x_3 + \delta_2(x_1, x_2, t) \\
 \vdots \\
 \frac{d}{dt} x_i = f_i(x_1, \dots, x_i) + b_i(x_1, \dots, x_i)x_{i+1} + \hat{\delta}_i(x_1, \dots, x_i, t) \quad ; i = 3, \dots, n-1 \\
 \frac{d}{dt} x_n = f_n(x_1, \dots, x_n) + b_n(x_1, \dots, x_n)U + \delta_n(x_1, \dots, x_n, t) \\
 Y = x_1
 \end{cases}
 \tag{2.1}$$

Avec :

- x_i ($i = 1, \dots, n$), sont les états du système
- $f_i(\cdot)$ et $b_i(\cdot)$ sont des fonctions non linéaires
- $\delta_i(\cdot)$ étant le terme de perturbations inconnues (dus aux variations des paramètres du modèle et aux perturbations externes)

=> Tel que : $\|\hat{\delta}_i(\cdot)\| \leq d_i, d_i > 0, \forall i = 1, \dots, n.$

2.2.2 Théorie de Lyapunov

La stabilité est un aspect inhérent à la conception de système de contrôle. L'analyse du point d'équilibre d'un système linéaire détermine le comportement de ce dernier (stable ou instable). Cependant, il n'en n'est pas de même dans le cas d'un système non linéaire, car pouvant disposer de multiples points d'équilibres, et où l'analyse de l'un d'eux, ne suffit nullement à prouver la stabilité.

Il devient, de ce fait, impératif de se tourner vers de nouveaux outils et mécanismes permettant de pallier ces carences. Certaines de ces méthodes, notamment celles de Lyapunov, sont particulièrement efficaces pour déduire la stabilité des systèmes non linéaires [51,59-64].

a) Préliminaires et définitions

- Point d'équilibre

Un point d'équilibre est dit stable si les solutions partant de points proches restent dans un voisinage du point d'équilibre tout au long de l'évolution temporelle de l'état du système.

Ainsi, x est un point d'équilibre du système défini par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x} = f(x) \quad \text{si } f(x) = 0 \tag{2.2}$$

- Stabilité

le point d'équilibre est stable si :

$$\forall \epsilon > 0, \exists \delta(\epsilon), \forall x(0) \in \mathcal{X} \text{ tel } \|x(0) - x^*\| < \delta \Rightarrow \forall t \geq 0, \|x(t) - x^*\| < \epsilon \tag{2.3}$$

Rappelons qu'un point d'équilibre est instable s'il n'est pas stable.

- Attractivité locale

Le point d'équilibre est localement attractif s'il existe un voisinage N de x tel que :

$$x(0) \in N \Rightarrow \lim_{t \rightarrow +\infty} x(t) = x^* \tag{2.4}$$

Les trajectoires de x convergent vers x^* .

- Stabilité asymptotique

Un point d'équilibre est asymptotiquement stable si toutes les solutions commençant au voisinage d'un point d'équilibre convergent vers le point d'équilibre à mesure que le temps tend vers l'infini.

Ainsi, x est asymptotiquement stable s'il est stable et attractif :

$$\forall \epsilon > 0, \exists \delta(\epsilon), \forall x(0) \in \mathcal{X} \text{ tel } \|x(0) - x^*\| < \delta \Rightarrow \lim_{t \rightarrow +\infty} x(t) = x^* \tag{2.5}$$

À titre d'exemple, la présence d'une petite perturbation, imposée à une bille, dans la figure 2.3, elle oscillerait au fond du bol ;et en présence du frottement, la bille convergerait vers le fond du bol (stabilité asymptotique).

À l'inverse, dans le cas d'un point d'équilibre instable, la présence d'une petite perturbation sur la bille, provoquerait une chute de cette dernière, qui ne reviendrait jamais à sa position initiale.

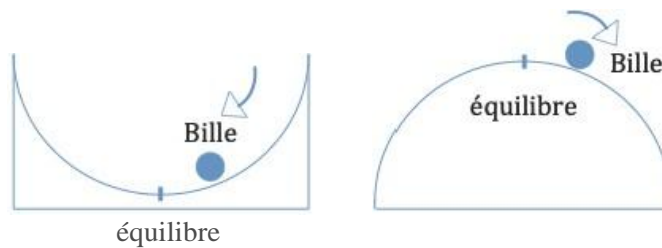


FIGURE 2.3: De gauche à droite :point d'équilibre stable, point d'équilibre instable.

- Stabilité exponentielle

Le point d'équilibre est dit stable de manière exponentielle si :

$$\exists N \text{ et } \alpha, \beta > 0 \text{ tq : } x(0) \in N \Rightarrow \|x(t) - X_e\| \leq \beta e^{-\alpha t} \|x(0) - X_e\| \quad (2.6)$$

- Fonctions (semi) définies positives

Une fonction $v : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, est dite semi-définie positive (respectivement semi-définie négative), s'il existe un voisinage \mathcal{V} de 0 tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} v(0) = 0 \\ \text{pour tout } y \in \mathcal{V}, v(y) \geq 0 \text{ (respectivement } v(y) \leq 0) \end{array} \right. \quad (2.7)$$

D'autre part, elle est dite définie positive (respectivement définie négative) s'il existe un

voisinage v de 0 tel que :

$$\left| \begin{array}{l} v(0) = \ddot{u} \\ \text{pour tout } y \in v, v(y) > 0 \text{ (respectivement } v(y) < 0) \end{array} \right. \quad (2.8)$$

Les théorèmes mathématiques développés par Lyapunov peuvent être appliqués pour analyser les propriétés de stabilité de systèmes dynamiques sans avoir à résoudre explicitement les équations d'une solution analytique. Ceci est particulièrement important pour les systèmes non linéaires ou les systèmes contenant des perturbations non modélisées, où des solutions explicites peuvent être difficiles, voire impossibles à obtenir. Les travaux originaux de Lyapunov proposent deux théorèmes pour l'analyse de la stabilité :

b) Méthode indirecte de Lyapunov

Le premier théorème de stabilité de Lyapunov, ou méthode indirecte de Lyapunov, utilise la linéarisation de système pour analyser la stabilité d'un système non linéaire à proximité d'un point d'équilibre.

Pour un système non linéaire défini par l'équation 2.2, son système linéaire associé est donné par :

$$x = Ax + Bu \quad (2.9)$$

où

$$A = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=0, u=0} \quad B = \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{x=0, u=0}$$

Le fait que le système linéaire répond aux exigences de stabilité, ne garantit en rien le bon comportement du système non linéaire.

Théorème :

- Si le système linéarisé est asymptotiquement stable, il y a stabilité asymptotique;
- Si le système linéarisé est instable, il y a instabilité;
- Si le système linéarisé est stable sans l'être asymptotiquement, on ne peut se pro-

nancer :cas critique de lyapunov.

c) Méthode directe de Lyapunov

Le deuxième théorème de stabilité de Lyapunov, ou méthode directe de Lyapunov, utilise une fonction appelée fonction de Lyapunov, analogue à une fonction énergétique, pour analyser la stabilité du système sans qu'il soit nécessaire de linéariser sa dynamique. X_e est un point stable au sens de Lyapunov s'il existe une fonction scalaire $V(x)$ vérifiant les conditions suivantes :

$$\begin{aligned} \text{la condition de minimum: } & V(x) > V(x_e) \text{ pour } x \neq X_e \\ \text{la condition de décroissance: } & \dot{V}(x) < 0 \text{ pour } x \neq X_e \end{aligned} \tag{2.10}$$

Une telle fonction $V(x)$ est dite fonction d'énergie du système ou fonction de Lyapunov.

À partir d'une condition initiale différente de X_e , l'énergie interne du système va décroître jusqu'à atteindre son minimum qui correspond à l'unique point X_e ; l'état du système tendra donc nécessairement vers x^* .

Pour démontrer la stabilité par cette méthode, la difficulté réside dans le choix d'une "bonne" fonction d'énergie.

2.2.3 Application à la GADA

Le système d'équations différentielles représentant un modèle réduit de la GADA (l'équation du flux statorique en quadrature est désormais nulle, vu que l'orientation de ce dernier est imposée) est donné comme suit :

$$\begin{cases} \dot{f} = -\frac{f}{T} + w_r + asf^3 Pds - f^3 Vds + \left(\frac{1}{T}\right) Var \\ \dot{t}Jq = -\frac{t}{T} - Wrldr + \frac{3}{2}W'Pds - \frac{3}{2}V'qs + \left(\frac{1}{T}\right) Vq \\ \dot{f}_i Pds = -CTs'Pds + asLmldr + Vds \\ \dot{t}w = p2\hat{I}Utrr'Pas + 7rg - fw \end{cases} \tag{2.11}$$

Où:

$$\begin{aligned} \alpha_s &= \frac{R_s}{L_s} \\ \sigma_r &= L_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right) \\ \gamma_r &= \frac{R_r}{\sigma_r} + \frac{R_s L_m^2}{L_s^2 \sigma_r} \\ \beta &= \frac{L_m}{L_s \sigma_r} \\ \mu &= \frac{3L_m}{2L_s} \\ \omega_r &= \omega_s - \omega \end{aligned}$$

Après certaines transformations mathématiques, le modèle de la génératrice dit à rétroaction stricte "strict-feedback" (dont les paramètres sont données dans le tableau 2.1) est défini sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} x_1 = f_1(x_1) + b_1(x_1)x_2 + \delta_1(x_1, t) \\ \frac{d}{dt} x_2 = f_2(x_1, x_2) + b_2(x_1, x_2)u + \delta_2(x_1, x_2, t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2.12)$$

Telsque :

$[.] = Y = X_1$: est l'entrée du système

${}^l q_{far}$: est le vecteur des courants rotoriques

$[\]$: est le vecteur d'état;

$[vqr]$: est la sortie contrôlée du système

TABLE 2.1: Paramètres du modèle de la GADA.

f_1	b_1	0_r
$\begin{bmatrix} -\frac{f}{j}\omega \\ -\frac{R_s}{L_s}\varphi_{ds} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} A_1 ds$	$\begin{bmatrix} \Gamma u \\ V_{ds} \end{bmatrix}$
$A_2 I_{dr} + A_3 I_{qr} + A_4 c_{pa}]$	b_2	0_2
$[A_2 I_{dq} - A_3 I_{dr} + A_5 w c_{pa}.$	$\begin{bmatrix} L_s A_6 & 0 \\ 0 & L_s A_6 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} L_m V_{ds} A_6 \\ L_m V_{,s} A_6 \end{bmatrix}$

Avec :

$$A_1 = \frac{-1}{L_s} \omega$$

$$A_2 = \frac{-L_s^2 - R_s}{L_r L_s^2 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}\right)}$$

$$A_3 = \omega_s - \omega$$

$$A_4 = R_s A_6$$

$$A_5 = \frac{A_6}{L_s}$$

$$A_6 = A_2 \left(\frac{-L_s}{L_s^2 + R_s}\right)$$

2.3 Synthèse du contrôleur backstepping à ordre fractionnaire

L'objectif principal consiste à ce que les paramètres d'entrées, à savoir la vitesse angulaire du rotor et le flux du stator, puissent s'aligner avec leurs trajectoires de références.

Le calcul fractionnaire sera introduit au processus de contrôle via d'une part les équations représentatives du modèle non linéaire de la machine et d'autre part, la fonction de stabilité du théorème de Lyapunov qui sera porté à un ordre non entier [51-53].

Ainsi, le modèle fractionnaire de la GADA sera décrit par :

$$\begin{cases} D^m x_1 = f_1(x_1) + b_1(x_1) x_2 + \theta_1(x_1, t) \\ D^m x_2 = h(x_1, x_2) + b_2(x_1, x_2) u + \theta_2(x_1, x_2, t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2.13)$$

Notons que pour $m = 1$, on se retrouve dans le cas d'un ordre entier.

La démonstration mathématique de l'approche de contrôle par backstepping est donnée conformément aux deux étapes suivantes :

2.3.1 Loi de contrôle intermédiaire

Nous procédons à la synthèse de la première loi de contrôle via l'expression de l'erreur :

$$e_1 = Y_{ref} - X_1 \quad (2.14)$$

La dérivée fractionnaire temporelle de la fonction candidate de Lyapunov est la suivante :

$$\begin{aligned} D^m V_1 &= e_1^T D^m e_1 \\ &= e_1^T (D^m Y_{ref} - f_1(X_1) - b_1(X_1) X_2 - \theta_1(X_1, t)) \end{aligned} \quad (2.15)$$

La loi de contrôle virtuel ayant les valeurs d'état désirées X_{2d} s'écrit de la manière suivante :

$$X_{2d} = b_1^{-1}(X_1) (D^m Y_{ref} - f_1(X_1) + c_1 e_1 + k_1 \text{sign}(e_1)) \quad (2.16)$$

Par conséquent, l'expression 2.15 devient :

$$D^m V_1 = -c_1 e_1^T e_1 - e_1^T (k_1 \text{sign}(e_1) + \delta_1(X_1, t)) \quad (2.17)$$

La stabilité du système en boucle fermée $D^m V_1 < 0$ est assurée tant que :

$$|\delta_{1j}(X_1, t)| \leq k_{1j} \text{ Avec } : k_{1j} > 0, j = 1; 2 \quad (2.18)$$

Cependant, une seconde erreur de suivie, issue de l'expression de la loi de contrôle virtuel, vient s'ajouter au processus de contrôle :

$$e_2 = X_{2d} - X_2 \quad (2.19)$$

Dans ce cas, l'expression de la dérivée fractionnaire temporelle de la fonction candidate de Lyapunov est donnée par l'équation suivante :

$$D^m V_1 = -c_1 e_1^T e_1 + e_1^T b_1(X_1) e_2 - e_1^T (k_1 \text{sign}(e_1) + \delta_1(X_1, t)) \quad (2.20)$$

Afin de satisfaire la condition de stabilité $D^m V_1 < 0$, le terme résiduel $e_1^T b_1(X_1) e_2$, doit-être compensé dans la deuxième étape.

2.3.2 Loi de contrôle définitive

Il sera question dans cette étape de procéder à la détermination de la loi de commande définitive pour qu'elle puisse :

D'une part,

- Générer un état convergeant vers le signal de référence.

d'autre part,

- Assurer la stabilité global du système en boucle fermée et la robustesse Vis-à-vis des perturbations externes.

À cet effet, la dérivée fractionnaire de e_2 est donnée comme suit :

$$D^m e_2 = D^m X_{2d} - D^m X_2 \quad (2.21)$$

Ainsi, la dérivée fractionnaire de la nouvelle expression de la fonction de Lyapunov est la suivante :

$$\begin{aligned} D^m V_2 &= e_1^T D^m e_1 + e_2^T D^m e_2 \\ &= -c_1 e_1^T e_1 - e_1^T (k_1 \text{sign}(e_1) + \delta_1(\cdot)) + e_2^T \left(b_1(\cdot) e_2 + \dot{X}_{2d} - (f_2(\cdot) + b_2(\cdot) U + \delta_2(\cdot)) \right) \end{aligned} \quad (2.22)$$

En conséquent, la loi de commande est définie comme suit :

$$U = b_2^{-1} (.) (D^m X_{2d} - f_2 (.) + b_1 (.) e_1 + c_2 e_2 + k_2 \text{sign} (e_2)) \quad (2.23)$$

Sachant que $k_2 = \begin{bmatrix} k_{21} & 0 \\ 0 & k_{22} \end{bmatrix}$; Nous obtenons :

$$D^m V_2 = -c_1 e_1^T e_1 - e_1^T (k_1 \text{sign} (e_1) + \delta_1 (.)) - c_2 e_2^T e_2 - e_2^T (k_2 \text{sign} (e_2) + \delta_2 (.)) \quad (2.24)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} 1.51; (X i.t)_1 \quad k_{1j} , k_{1j} > 0; \\ 1.52; (X i.t)_1 \quad k_{2j} , k_{2j} > 0; \\ j = 1; 2 . \end{array} \right.$$

En définitive, les lois de commande assurent la stabilité asymptotique du système de contrôle de la génératrice asynchrone à double alimentation, et ce à travers un choix approprié des paramètres k_{1j} et k_2 ;

2.4 Simulations et résultats

Afin de valider l'approche de contrôle proposée, nous procédons à des simulations sous environnement Matlab pour une GADA (équipant un banc d'essai de laboratoire) d'une puissance de 1,5 kW. Une procédure d'identification a permis de définir ses paramètres électriques :

$$R = 2.250 , R_s = 0.70 , L = 0.1232H , L_s = 0.1122H , L_m = 0.1118 , P = 2 , f = 0.$$

Dans un premier temps, nous soumettons la génératrice à des perturbations externes tra-
duisant des variations d'une part de l'intensité de la vitesse de rotation mécanique et
d'autre part, de couple générateur (reflétant une fluctuation de la puissance électrique).

Dans un second temps, l'évaluation de l'impact dû à la variation de l'inductance mu-
tuelle L_m sur les systèmes de contrôle considérés est effectuée.

Il est important de préciser que l'ensemble des tests de simulation (à titre comparatif

des algorithmes évoqués dans ce chapitre) sont effectués dans des conditions identiques.

2.4.1 Dans le cas de perturbations externes

Les résultats de simulations obtenus sont donnés par les figures 2.4 à 2.13.

À partir des figures 2.4, 2.5 et 2.6, nous constatons que les deux mesures et estimations (vitesse de rotation mécanique et flux statorique) des deux algorithmes de contrôle (à savoir; le backstepping conventionnel et son analogue fractionnaire), atteignent simultanément leur signal de référence avec une très faible erreur de poursuite et un temps de réponse (au bout duquel la réponse indicielle atteint 0.1% de sa valeur finale) assez court (de l'ordre de 0.08s pour le backstepping entier contre 0.048s pour l'approche fractionnaire, soit une amélioration de 40%).

En procédant à un changement de couple à l'instant $t_1 = 27s$ puis à l'instant $t_2 = 33s$ (figure 2.7), on relève une similitude entre les deux variations des puissances électriques générées (figures 2.8 et 2.9), ainsi que des phases transitoires des courants statoriques avec de meilleures performances pour la méthode fractionnaire (une amélioration de l'ordre de 33.34% dans les phases transitoires) (figure 2.10). D'un autre côté, on note que les tensions de sortie demeurent stables (figure 2.11).

Par ailleurs, il y a lieu de signaler une nette amélioration quant aux phases transitoires des courants ainsi que des tensions rotoriques (commande globale) obtenues lors de l'approche fractionnaire par rapport à celle d'ordre entier (figures 2.12 et 2.13).

2.4.2 Dans le cas d'incertitude paramétrique

En l'absence de perturbations externes, et en procédant à une variation graduelle du paramètre électrique Lm à l'instant $t_1 = 9,5s$ de 0 à 40% puis à l'instant $t_2 = 28,5s$ de 0 à 45% (illustrée par les figures 2.14 à 2.21), on déduit ce qui suit :

- Lors de la variation initiale, on relève un maintien des performances de commande pour les algorithmes backstepping (entier et fractionnaire). En revanche, ceci constitue un point de rupture des performances pour une commande vecto-

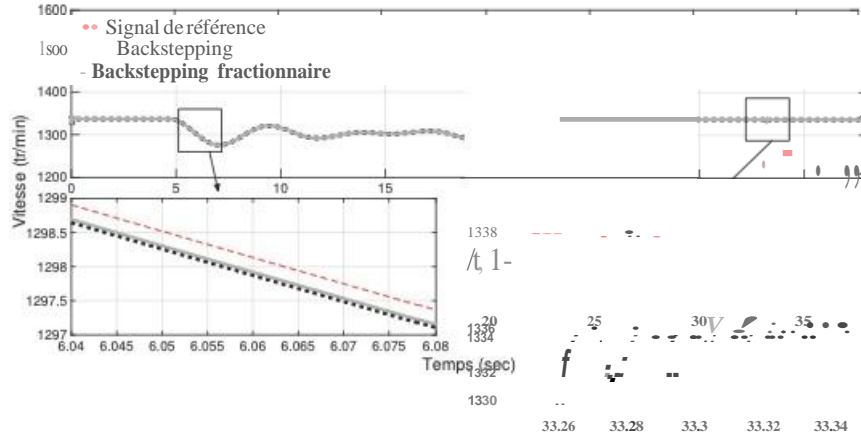


FIGURE 2.4: Vitesses mécaniques - zoom (tr/min)

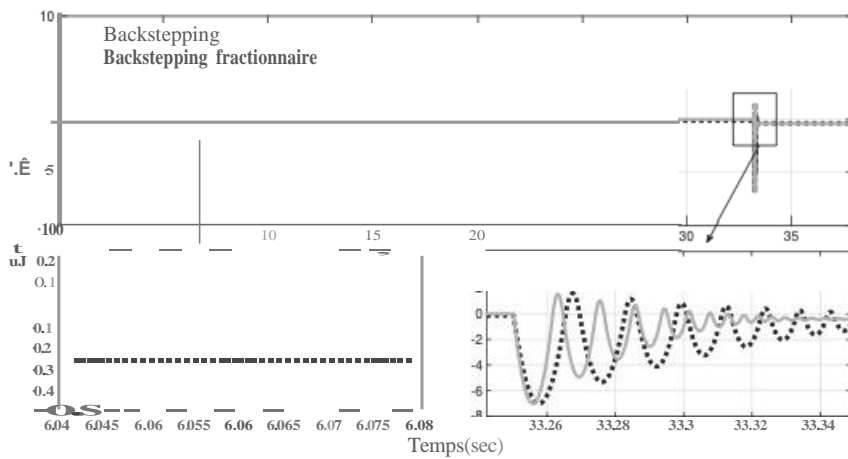


FIGURE 2.5: Erreurs de vitesses - zoom (tr/min)

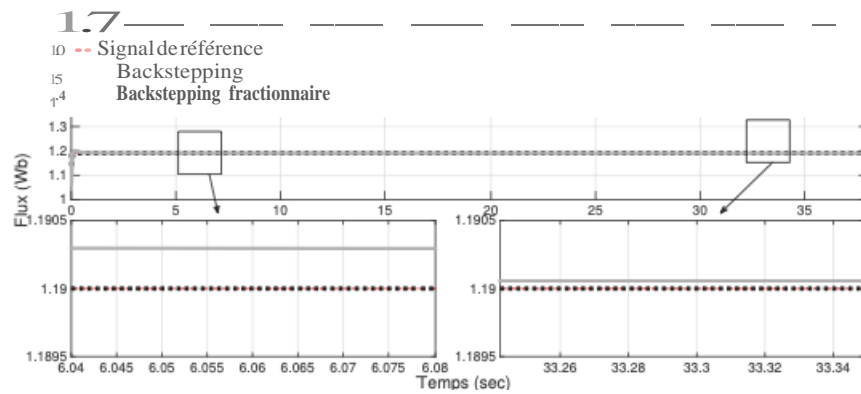


FIGURE 2.6: Estimation des flux de stator - zoom (Wb)

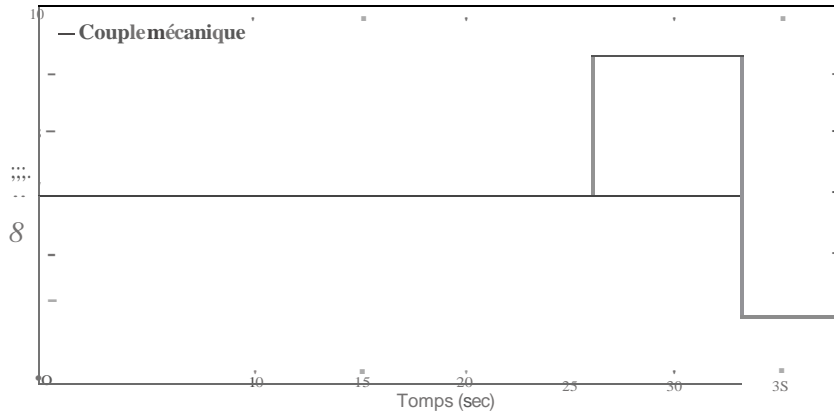


FIGURE 2.7: Variations du couple générateur (NM)

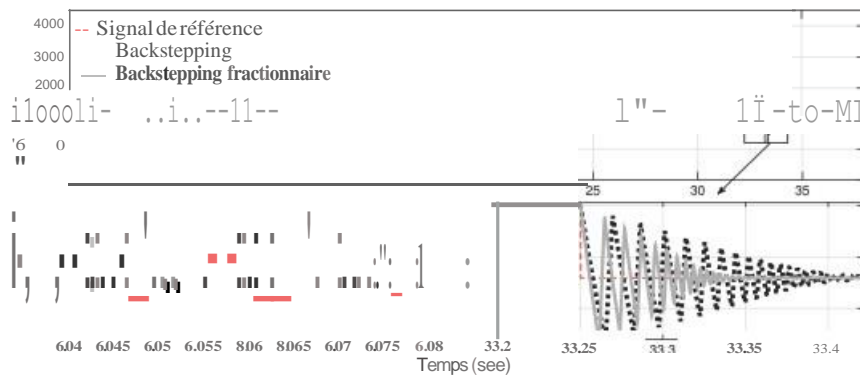


FIGURE 2.8: Puissances actives produites par Je stator - zoom (watt)

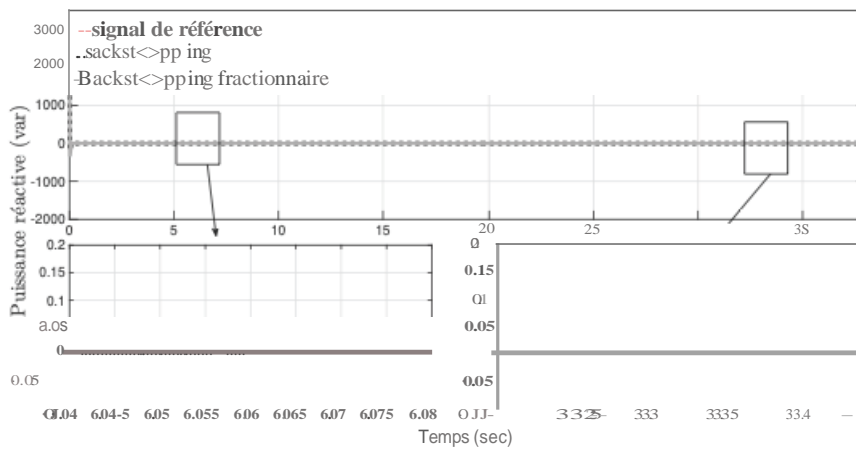


FIGURE 2.9: Puissances réactives produites par Je stator - zoom (var)

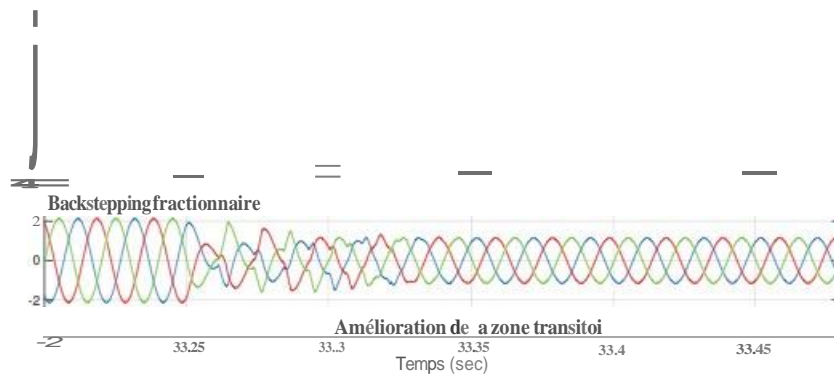


FIGURE 2.10: Courants triphasés produits par le stator - zoom (Ampère)

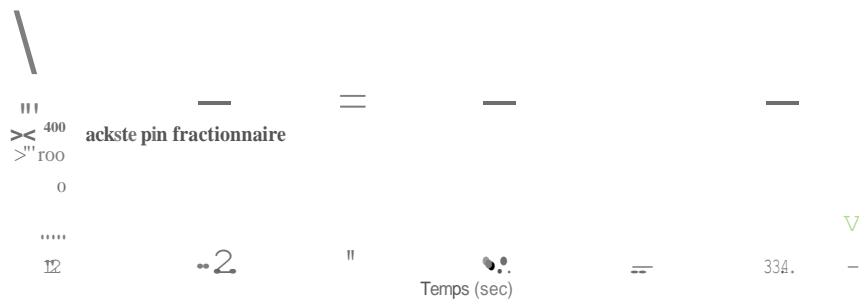


FIGURE 2.11: Tensions triphasées produites par le stator - zoom (volt)

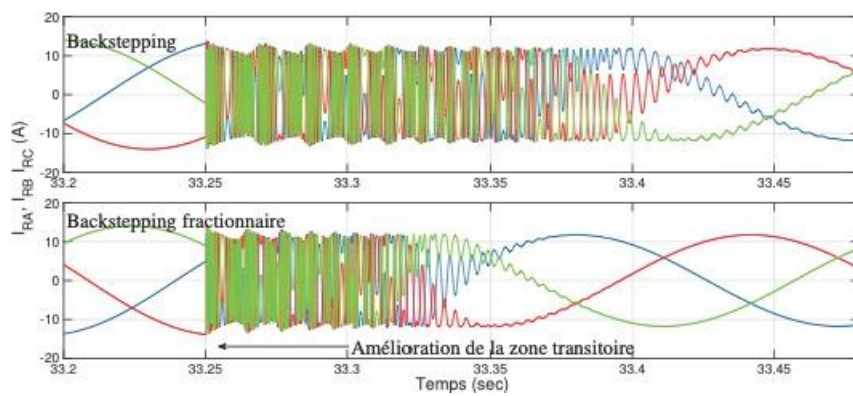


FIGURE 2.12: Courants triphasés fournies au rotor - zoom (Ampère)

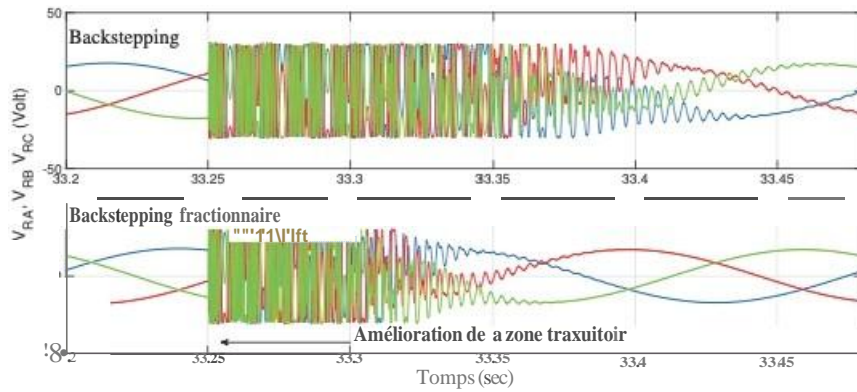


FIGURE 2.13: Tensions triphasées fournies au rotor - zoom (*volt*)

rielle équipée de contrôleur PI classique (algorithme à titre comparatif).

- Lors de la seconde variation, on remarque une détérioration des performances relatives aux deux approches de contrôle, et à un degré moins élevé Je fractionnaire (de 4,86% par rapport au backstepping entier).

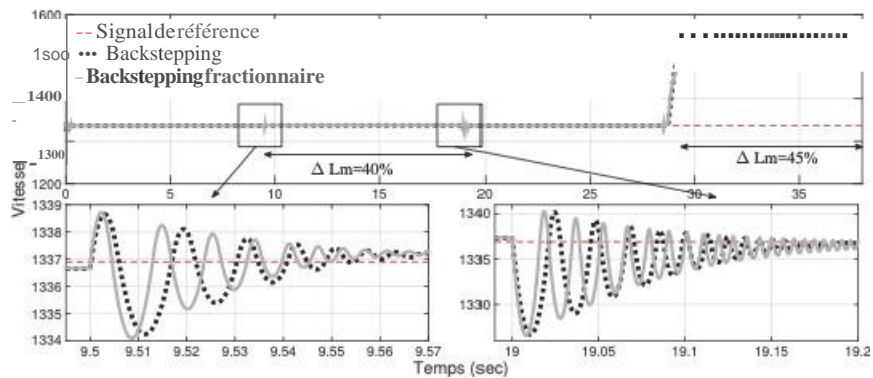


FIGURE 2.14: Vitesses mécaniques - modèle incertain perturbé - zoom (*tr/min*)

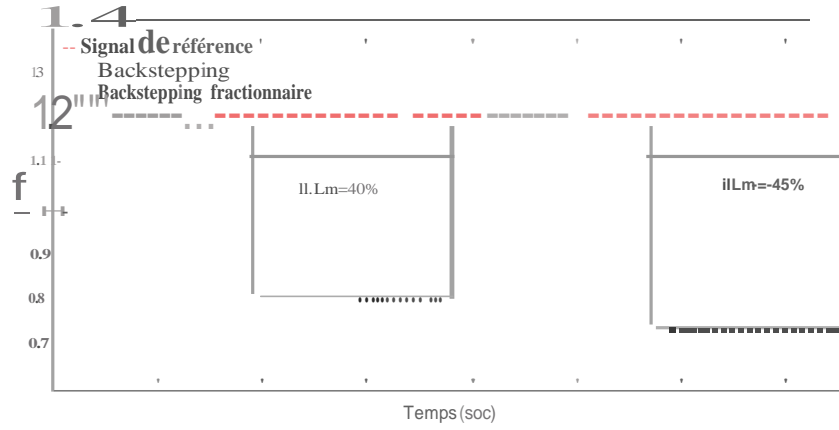


FIGURE 2.15: Estimation des flux de stator- modèle incertain perturbé - zoom (Wb)

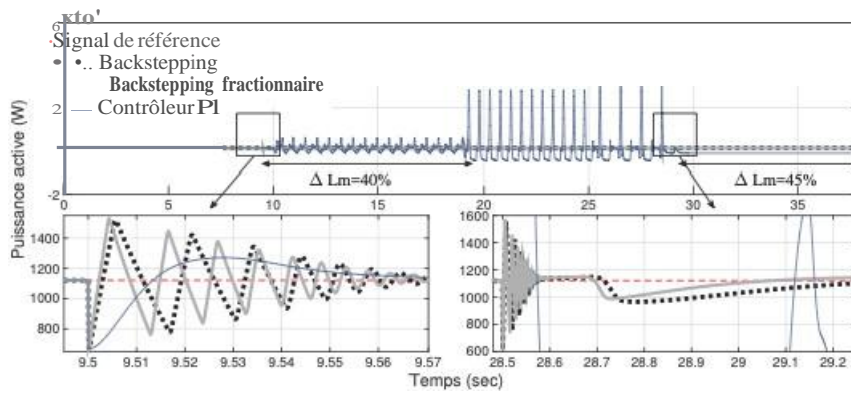


FIGURE 2.16: Puissances actives (stator) - modèle incertain perturbé - zoom ($watt$)

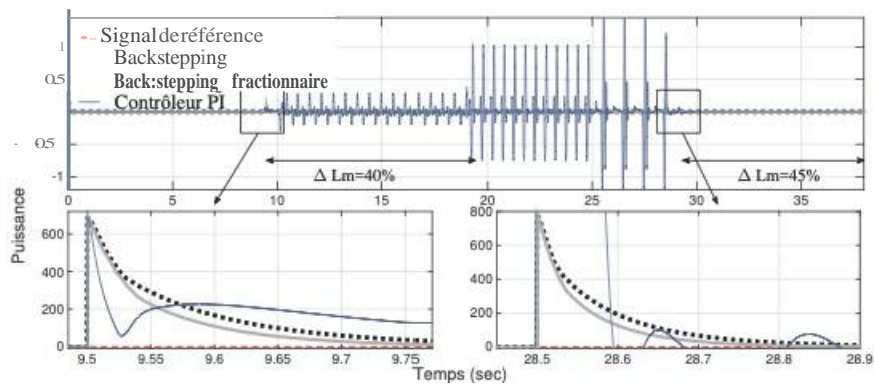


FIGURE 2.17: Puissances réactives (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (var)

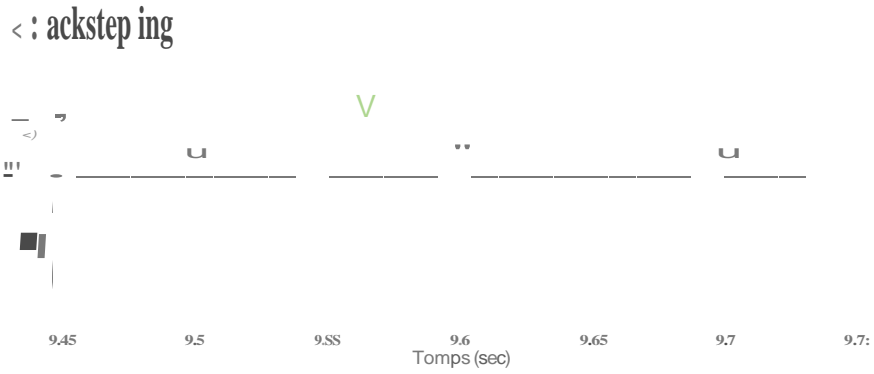


FIGURE 2.18: Courants triphasées (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (Ampère)

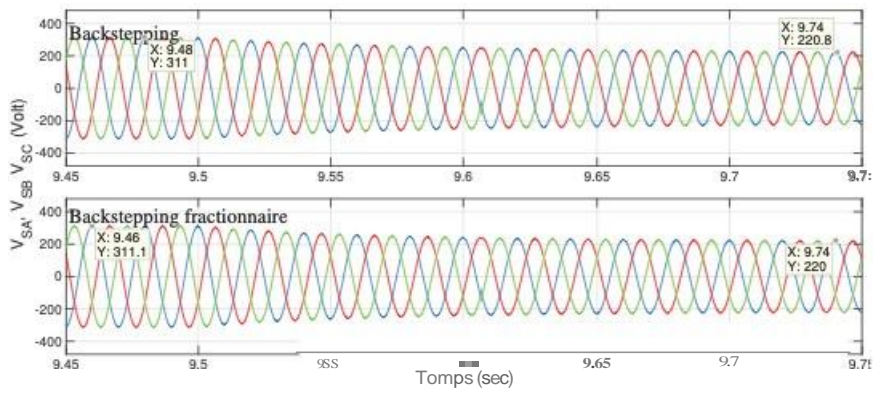


FIGURE 2.19: Tensions triphasées (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (volt)

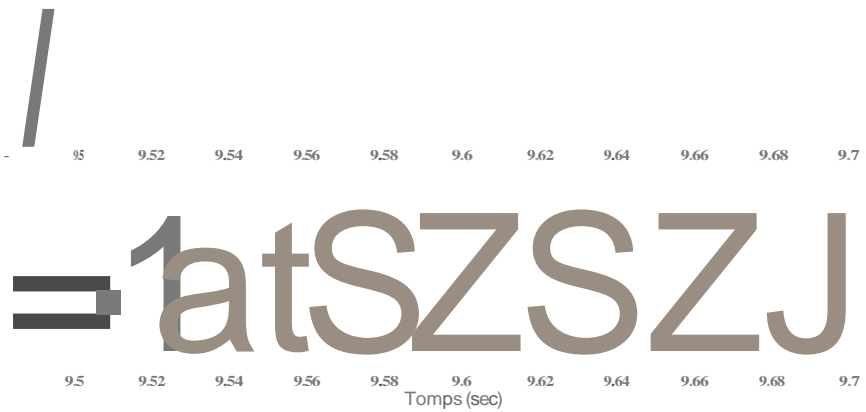


FIGURE 2.20: Courants triphasées (rotor) - modèle incertain perturbé - zoom (Ampère)

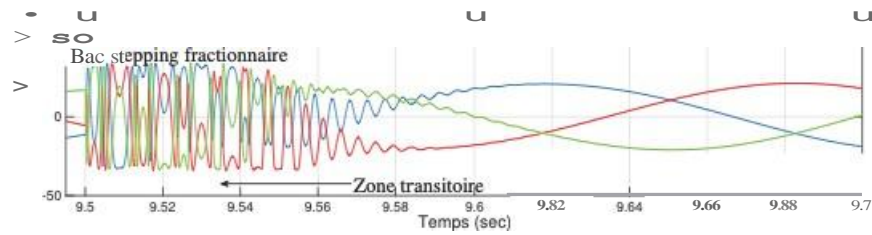


FIGURE 2.21:Tensions triphasées (rotor) - modèle incertain perturbé - zoom (*volt*)

2.5 Conclusion

Dans cette section, une stratégie de contrôle robuste backstepping est appliquée pour une génératrice asynchrone à double alimentation. Cette méthode présente dans sa globalité des résultats satisfaisants observés tout au long de son exécution, avec une préférence pour le fractionnaire (améliorations de l'ordre de 40% du temps de réponse, de 33.34% dans les phases transitoires et de 4,86% vis-à-vis de la variation paramétrique) .

Néanmoins, la connaissance du système en question est nécessaire au bon fonctionnement de l'approche par backstepping.

Chapitre 3

Commande adaptative floue de type-1 par backstepping

3.1 Introduction

Lors du chapitre précédent, où il était question de mettre en avant les performances de la commande par backstepping, les contraintes liées aux variations paramétriques rendent les expressions non linéaires du modèle de la génératrice asynchrone $f_i(.)$ et $b_i(.)$ (avec $i = 1, 2$) incertaines .

Dans un souci de préserver l'efficacité du noyau structurel de cette technique et de pallier cette carence, nous préconisons à travers ce chapitre l'introduction de systèmes flous de type-1 adaptatifs Takagi-Sugeno dans le processus de contrôle [65-67].

Au terme de cela et dans afin de démontrer l'efficacité de l'approche fractionnaire, les résultats des comparaisons obtenus (simulations basées sur les méthodes backstraping, backstraping -floue d'ordre entier et floue d'ordre fractionnaire) justifie notre hypothèse.

3.2 La logique floue de type-1

Formalisée par Lotfi Zadeh en 1965, la logique floue a pour principe de représenter mathématiquement l'ambiguïté inhérente à la subtilité du raisonnement humain à travers l'intégration, en son sein, d'incertitudes propres à chaque système physique [39,68-70].

Cette approche tire fondement de la théorie mathématique des ensembles flous qui est une extension de la théorie des ensembles classique à ceux définis de façon imprécise.

La structure de base de logique floue de type-1 se compose essentiellement de trois parties (voir figure. 3.1) :

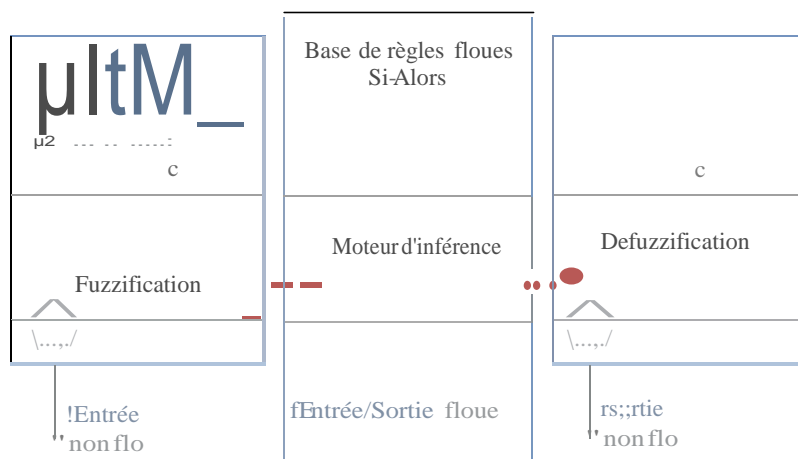


FIGURE 3.1: Représentation schématique de la structure générale d'un système de logique floue de type-1

a) Fuzzification

La fuzzification consiste à projeter une variable d'entrée x_e (représentant une grandeur physique) sur les ensembles flous la caractérisant. Ces derniers sont définis par une fonction d'appartenance $\mu(\cdot) (x_e)$ qui attribue pour tout élément x (variant dans un domaine appelé univers de discours X) une valeur de l'intervalle $[0,1]$ (voir figure. 3.2).

Fondamentalement un ensemble flou "A" peut être représenté par l'expression mathématique suivante :

$$A = \{ (x, \mu_A(x)) ; x \in X, \mu_A(x) \in [0,1] \} \quad (3.1)$$

Où:

- x_e : désigne l'entrée du système flou
- X : désigne l'univers de discours
- A : désigne un ensemble flou
- μ_A : désigne une fonction d'appartenance

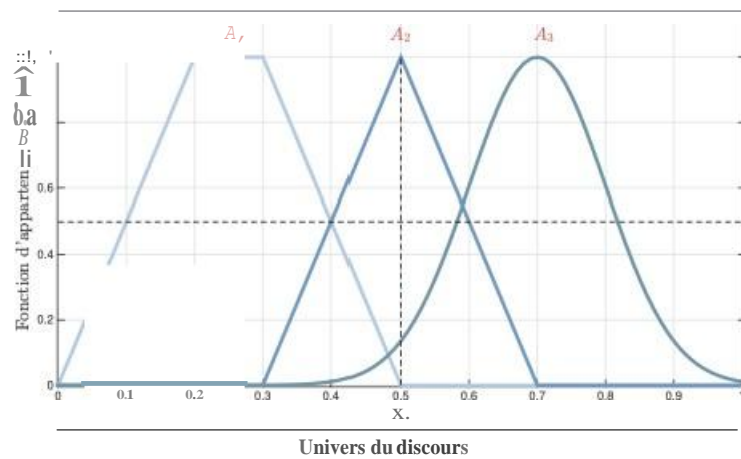


FIGURE 3.2: A_1 : Fonction d'appartenance de forme trapézoïdale
 A_2 : Fonction d'appartenance en forme de triangle
 A_3 : Fonction d'appartenance à la courbe gaussienne

Il est à noter que dans certains cas, la fonction d'appartenance peut prendre la valeur " 0 " dans tout l'univers de discours sauf au point x_0 où elle prend la valeur " 1 ". Cette fonction est dite "singleton" et est définie par l'expression suivante :

$$\mu_A(x_e) = \begin{cases} 1 & x_e = x_{e0} \\ 0 & x_e \neq x_{e0} \end{cases} \text{ et } \forall x_e \in A \quad (3.2)$$

b) Inférence

Le moteur d'inférence flou est constitué de relations qui existent entre les variables d'entrées floues (x_1, x_2, \dots, x_n) et la variable de sortie floues (x). Ce processus s'appuie sur les connaissances ainsi que le raisonnement de l'expert humain qui sont convertis en un ensemble de règles floues de type "Si – Alors", exprimé de la forme suivante :

$$\text{Si } "x \text{ est } A" \text{ Alors } "x \text{ est } B" \quad (3.3)$$

Où:

A et B sont définies comme des ensembles flous sur des univers du discours X_1 et X_2 , respectivement

1 Le terme " $x \text{ est } A$ " est appelé antécédent ou prémisse

1 Tandis que " $x \text{ est } B$ " est appelé conséquence ou conclusion

Deux types de modèles flous peuvent être distingués [18-19] :

- Modèle flou linguistique, où l'antécédent et la conséquence sont des propositions floues (on l'appelle aussi modèle flou de Mamdani).
- Modèle flou type Takagi-Sugeno-Kang (TSK), où la conséquence est une fonction mathématique comportant des variables d'entrée (antécédents).

Ainsi, pour un système disposant de n , entrées (x_1, x_2, \dots, x_n), une sortie (x) et M règles floues, la i -ième règle est donnée sous la forme suivante :

Pour un système flou Mamdani de type-1

$$R_{\text{fomdani}} : \text{Si } (x_e, \text{ est } A_i) \text{ et } \dots \text{ et } (x_e, \text{ est } A_j) \text{ Alors } x_s \text{ est } B^l \quad (3.4)$$

Pour un système flou TSK de type-1

$$\left. \begin{array}{l} R_{\text{tsk}} \quad \text{Si } (x, \text{ est } A_i) \text{ et } \dots \text{ et } (x_e, \text{ est } A_j) \text{ Alors } x_s = g(x_c) \\ g(x_c) = a_0 + c_1 x_{c1} + \dots + c_r x_{cr} \end{array} \right\} \quad (3.5)$$

$$\text{Avec : } \left\{ \begin{array}{l} l = 1, \dots, J_{\text{vf}} \\ a_0, \dots, c_r \text{ : sont les coefficients de la fonction de sortie} \end{array} \right.$$

Ainsi, chaque règle d'inférence peut être composée de plusieurs prémisses liées par différents opérateurs tels que la conjonction "et", la disjonction "ou" et la négation "non". L'utilisation de ces opérateurs, définis par les fonctions élémentaires (Min, Max, produit,...), conduit à plusieurs méthodes d'inférence ayant pour objectif de déterminer les degrés d'activations et l'agrégation des règles floues.

Le degré d'activation d'une règle est l'évaluation du prédicat de chaque règle par combinaison logique des propositions du prédicat. Il permet de déterminer la conclusion (implication).

$$\left\{ \begin{array}{l} f^l(x) = T_{k=1}^{n_r} \mu_{A_k^l}(x_k) \\ \text{Avec :} \\ k = 1, \dots, n_r \\ T : \text{désigne une t-norm, cette dernière est généralement} \\ \text{le minimum ou le produit .} \end{array} \right. \quad (3.6)$$

Pour la méthode de Mamdani, l'ensemble flou global de sortie est construit par agrégation des ensembles flous obtenus par chacune des règles de la sortie via l'opérateur OU.

En ce qui concerne la méthode TSK, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. Ainsi, la sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

Dans notre travail de recherche, nous nous intéresserons à la méthode TSK.

c) Defuzzification

Cette dernière opération consiste à transformer la fonction d'appartenance résultante, obtenue à la sortie du moteur d'inférence, en une valeur précise. Rappelons qu'il existe différentes méthodes permettant l'accomplissement de ce processus, Parmi-elles, on citera :

- Le centre de gravité
- La méthode de la hauteur
- La méthode de la hauteur modifiée
- La méthode de la valeur maximale
- La méthode de la moyenne des centres

En se basant sur la méthode dite " centre de gravité ", l'expression de la sortie du système flou de type-1 est donnée par :

Pour un système flou Mamdani de type-1

$$U_{M,1}(x) = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i^1(x) u^i}{\sum_{i=1}^M \mu_i^1(x)} \quad (3.7)$$

où u^i est le centre de gravité de la $i^{ème}$ règle
et M est le nombre de règles

Pour un système flou TSK de type-1

$$U_{TSK,1}(x) = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i^1(x) u^i}{\sum_{i=1}^M \mu_i^1(x)} = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i^1(x) (c_0 + c_1 x + c_2 x^2 + \dots + c_n x^n)}{\sum_{i=1}^M \mu_i^1(x)} \quad (3.8)$$

où $\mu_i^1(x)$ est le niveau d'activation de la règle (définie précédemment)

3.3 Synthèse du contrôleur flou de type-1 adaptatif par backstepping

Le principe de base du système de commande adaptative floue de type-1 par backstepping demeure, dans une certaine mesure, inchangé (voir figure 3.3). celui-ci concerne principalement l'étude d'un schéma de contrôle appliqué au convertisseur côté générateur [65-67].

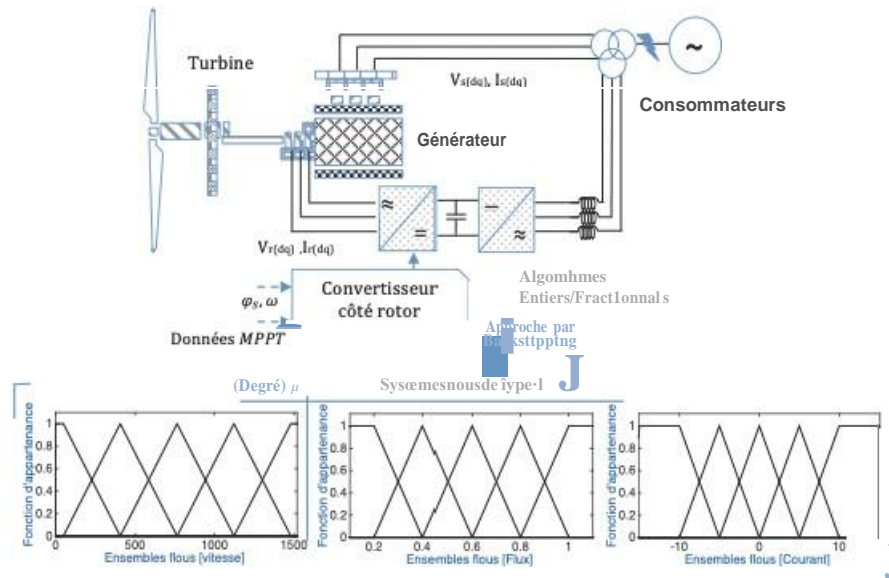


FIGURE 3.3: Schéma général représentant la configuration sélectionnée d'une éolienne à vitesse variable (cas : commande adaptative floue de type-1 par backstepping)

Pour rappel, le modèle fractionnaire de la GADA s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} D^{\alpha} x_1 = a_1(x_1) + b_1(x_1)x_2 + o_1(x_1, t) \\ D^{\alpha} x_2 = f_2(z; x_1, x_2) + b_2(z; x_1, x_2)u + o_2(x_1, x_2, t) \end{cases} \quad (3.9)$$

Nous multiplions les sous-systèmes $D^{\alpha} x_1$ et $D^{\alpha} x_2$ par $b_1^{-1}(\cdot)$ et $b_2^{-1}(\cdot)$ respectivement :

$$\begin{cases} b_1^{-1}(\cdot) D^{\alpha} x_1 = b_1^{-1}(\cdot) [a_1(\cdot) + x_2 + o_1(\cdot)] \\ b_2^{-1}(\cdot) D^{\alpha} x_2 = b_2^{-1}(\cdot) [f_2(\cdot) + u + o_2(\cdot)] \end{cases} \quad (3.10)$$

En translatant les termes des équations de part et d'autre des égalités, on obtient les expressions suivantes :

$$\begin{cases} 0 = -b_1(\cdot) D^m x_1 + b_1(\cdot) f_1(\cdot) + x_2 + 1(\cdot) \theta_1(\cdot) \\ 0 = -b_2(\cdot) D^m x_2 + b_2(\cdot) h(\cdot) + u + b_2(\cdot) \theta_2(\cdot) \end{cases} \quad (3.11)$$

Puis, on incluant respectivement les termes $D^m x_1$ et $D^m x_2$ dans les deux sous-systèmes, on aura :

$$\begin{cases} D^m x_1 = (-b_1^{-1}(\cdot)) D^m x_1 + b_1^{-1}(\cdot) f_1(\cdot) + x_2 + b_1^{-1}(\cdot) \theta_1(\cdot) \\ D^m x_2 = (-b_2^{-1}(\cdot)) D^m x_2 + b_2^{-1}(\cdot) h(\cdot) + u + b_2^{-1}(\cdot) \theta_2(\cdot) \end{cases} \quad (3.12)$$

Avec :

$$\Delta = \begin{bmatrix} \Delta_{11} & \Delta_{12} \\ \Delta_{21} & \Delta_{22} \end{bmatrix}$$

Après certaines transformations mathématiques, les expressions 3.12 deviennent :

$$\begin{cases} D^m x_1 = F_1 + x_2 + \theta_1 \\ D^m x_2 = F_2 + u + \theta_2 \end{cases} \quad (3.13)$$

Tels que :

$$\begin{cases} F_1 = (I - b_1^{-1}(\cdot)) D^m x_1 + b_1^{-1}(\cdot) f_1(\cdot) \\ \Delta_1 = \begin{bmatrix} \Delta_{11} & \Delta_{12} \end{bmatrix}^T = b_1^{-1}(\cdot) \delta_1(\cdot) \\ F_2 = (I - b_2^{-1}(\cdot)) D^m x_2 + b_2^{-1}(\cdot) f_2(\cdot) \\ \Delta_2 = \begin{bmatrix} \Delta_{21} & \Delta_{22} \end{bmatrix}^T = b_2^{-1}(\cdot) \delta_2(\cdot) \end{cases}$$

Ainsi, l'approximation de différentes fonctions inconnues requière deux systèmes flous. L'objectif principal consiste alors à ce que la valeur de la commande U assure le suivi asymptotique de X_1 vers son signal de référence Y_{ref} (voir figure. 3.4).

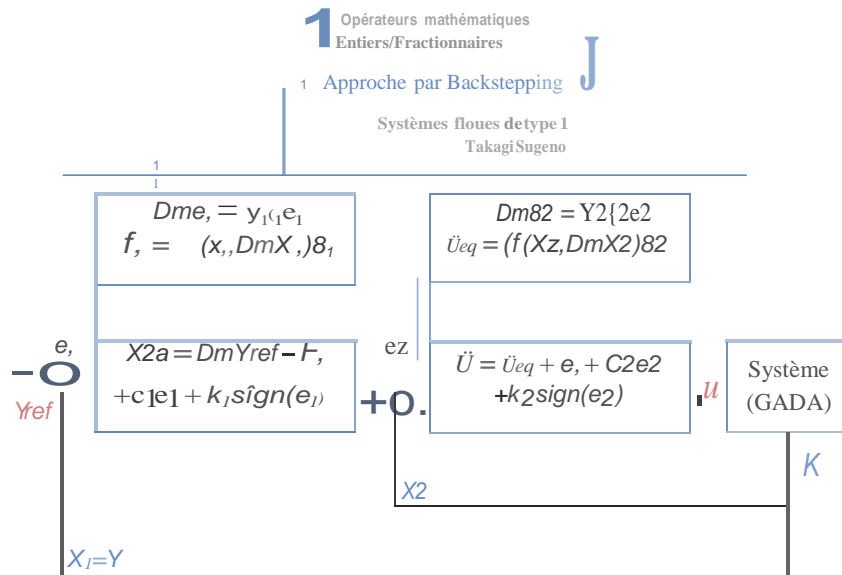


FIGURE 3.4: Schéma illustratif de la commande par backstepping floue adaptative de type-1 ($\underline{X} = (X_1, X_2]^T$)

Ainsi, en suivant un raisonnement similaire à celui développé précédemment, deux étapes seront nécessaires à la mise en œuvre de l'approche proposée :

3.3.1 Loi de contrôle intermédiaire

Le point de départ du processus de contrôle du système en question est le résultat de l'expression de la première erreur issue de ses propres grandeurs d'entrées :

$$e_1 = Y_{ref} - X_1 \tag{3.14}$$

En se basant sur l'équation ci-dessus, la forme mathématique de la fonction de Lyapunov est donnée comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^T e_1 \tag{3.15}$$

Sa dérivée temporelle fractionnaire est :

$$D^m V_1 = e_1^T D^m e_1 = e_1^T (D^m Y_{ref} - F_1 - X_2 - \Delta_1) \tag{3.16}$$

Sachant que l_{10} est bornée, nous définissons une nouvelle erreur de suivi entre l'état X_2 et sa valeur désirée X_{2d} (contrôle virtuel) :

$$e_2 = X_{2d} - X_2 \quad (3.17)$$

L'expression mathématique de l'état X_{2d} est donnée par :

$$X_{2d} = DmY'reJ -F1 + c1e1 + k1sign(e1) \quad (3.18)$$

l_{c0} and $k0 > 0, l_{k0} > 0, k0,$

On s'appuyant sur l'hypothèse qui définit F_1 comme une fonction inconnue, cette dernière sera de ce fait approximée par un système de logique floue de type-1 :

$$\hat{F}_1 = \xi_1^T \theta_1 \quad (3.19)$$

Tels que :

- B_1 :est défini comme un vecteur de conclusion ajustable
- T :est défini comme une matrice de régression

Ainsi, la nouvelle expression mathématique de la fonction de Lyapunov est donnée comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^T e_1 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 \quad (3.20)$$

Où :

- γ_1 : désigne le taux d'apprentissage
- $\tilde{\theta}_1 = \theta_1 - B_1$: est l'erreur d'estimation
- B_1 : est la valeur optimale de θ_1

En outre, il convient de mentionner que cette forme d'écriture mathématique révèle deux aspects importants :

- Le premier réside dans le passage d'une fonction non linéaire F_0 à une forme d'écriture linéaire ζf_0 .
- Le second est la démonstration de l'existence d'une valeur optimale δ_0 caractérisant ce type de système.

En appliquant la dérivée fractionnaire à (3.20), on obtient :

$$D^m V_1 = e_1^T (-c_1 e_1 - f_{e1} + e_2 + W_1 - \frac{k_1}{\delta_0}) + \frac{1}{\delta_0} D^m \theta_1, \quad (3.21)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_1 = k_1 \text{sign}(e_1) + \tau_1$$

Avec : $\left| \begin{array}{l} W_1 = x; d - Xu : \text{ est l'erreur d'approximation minimale.} \end{array} \right.$

Tenant compte de la loi d'adaptation suivante :

$$D^m \theta_1 = \gamma_1 \xi_1 e_1 \quad (3.22)$$

Un choix appropriée de la constante scalaire c_1 , nous permet de réarranger l'équation (3.21) :

$$D^m V_1 \leq -c_1 e_1^T e_1 + e_1^T e_2 \quad (3.23)$$

Cette forme d'équation mathématique comprend un terme indésirable $e_1^T e_2$, qui sera compensé dans l'étape suivante.

3.3.2 Loi de contrôle définitive

La conception de la loi de contrôle fractionnaire U est basée sur l'équation (3.17) :

$$D^m e_2 = D^m X_{2d} - D^m X_2 \quad (3.24)$$

En développant l'expression mathématique de la fonction de Lyapunov de telle sorte qu'elle prenne en considération l'ensemble des paramètres décrivant le système en question, on obtient :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^T e_2 \quad (3.25)$$

Conformément aux conditions de stabilité régissant l'ensemble du système à rétroaction, l'expression de la loi de contrôle définitive est :

$$\begin{aligned} U &= U_{eq} + e_1 + 0ie_2 + k_2 \text{sign}(e_2) \\ \{U_{eq}, &= D_m X_2 d - F_2 \end{aligned} \quad (3.26)$$

Notons que U_{eq} , représente un paramètre inconnu. Nous introduisons en conséquent un second système flou de type-1 :

$$\hat{U}_{eq} = \xi_2^T \theta_2 \quad (3.27)$$

En reprenant le processus mathématique développé précédemment et en s'appuyant sur les mêmes définitions ($w_2 = U^* - U$), la dérivée fractionnaire de la fonction globale de Lyapunov est décrite sous la forme suivante :

$$D^m V_2 = D^m V_1 + e_2^T D^m e_2 + \frac{1}{2} D^m B \quad (3.28)$$

La condition de stabilité, exprimée à travers l'expression $D^m V_2 < 0$, implique une convergence des erreurs de signaux vers une valeur négative. Pour ce faire nous imposons la loi adaptative suivante :

$$D^m \theta_2 = \gamma_2 \xi_2 e_2 \quad (3.29)$$

Sous-réserve d'un choix adéquat des paramètres c_1, c_2 et après quelques transformations mathématiques, on obtient l'inégalité suivante :

$$D^m V_2 < -c_1 e_1^T e_1 - c_2 e_2^T e_2 \quad (3.30)$$

Le cheminement de ce processus de calculs mathématique des lois d'adaptation, déduites au sens de Lyapunov, apporte la démonstration formelle de la stabilité globale du système de contrôle fractionnaire .

3.4 Simulations et résultats

Dans cette section, nous proposons d'évaluer les performances des approches développées lors de perturbations externes (en l'occurrence vitesse mécanique et couple) et de variation paramétrique via l'environnement de développement et de simulation MATLAB.

Ces tests sont basés sur différentes comparaisons entre les schémas de contrôle backstepping classique, floue adaptative de type-1 backstepping d'ordre entier et floue adaptative d'ordre fractionnaire.

En respectant scrupuleusement les mêmes procédés de simulation (que ceux appliqués dans le chapitre précédent), on obtient :

3.4.1 Dans le cas de perturbations externes

L'analyse des réponses du système associées à la technique de contrôle floue de type-1 (illustrées aux figures 3.5 à 3.13) démontre une nette amélioration des performances du système par rapport à une approche backstepping classique.

Ainsi, pour une tension de sortie constante (figure 3.12) on notera :

- Une amélioration relative au temps de réponse de la vitesse et de l'estimation du flux (de l'ordre de 0.03s pour le backstepping-flou fractionnaire contre 0.096s pour l'approche à ordre entier et de 0.08s pour un backstepping classique, soit une amélioration de 62.5%) (voir figures 3.5, 3.6 et 3.7).
- Une réduction des phases d'oscillations transitoires liées aux réponses de puissance (soit 0.1s pour le fractionnaire contre 0.2s pour l'approche à ordre entier et 0.225s pour le backstepping classique, c'est-à-dire une amélioration de 55.6%) (figures 3.8 et 3.9) et à la sortie du signal de contrôle (voir figure 3.10).

À travers ce qui a été observé, on déduit que les lois des commandes proposées ont prouvé leur capacité à maintenir de bonnes performances électriques. Celles-ci se traduisent essentiellement par des grandeurs rotoriques (figures 3.11 et 3.10) et statoriques (figures 3.13 et 3.12) équilibrées et en adéquation avec les normes imposées par le

constructeur de la génératrice.

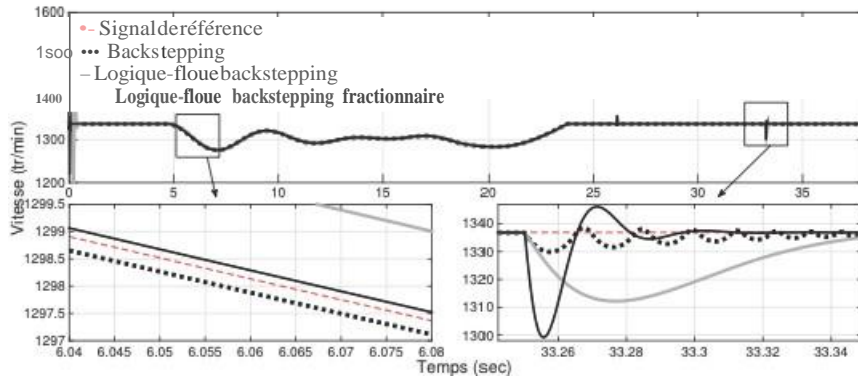


FIGURE 3.5: Vitesses mécaniques - zoom (*tr/min*)

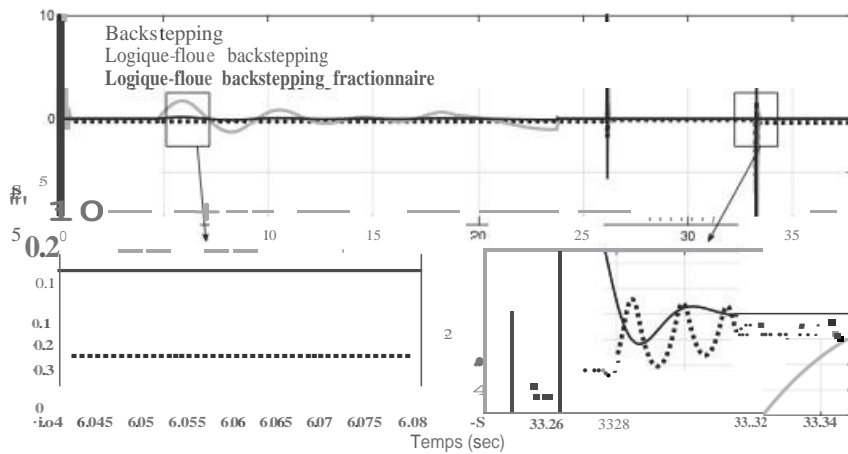


FIGURE 3.6: Erreurs de vitesses - zoom (*tr/min*)

3.4.2 Dans le cas d'incertitude paramétrique

Cette partie est consacrée à l'évaluation de l'impact de l'inductance mutuelle " L_m " sur les approches de contrôle proposées. Celle-ci se produit d'une manière identique à celle définie dans Je chapitre précédent (à l'instant $t_1 = 9.5$ s (de 0 à 40%) puis à l'instant $t_2 = 28.5$ s (de 0 à 45%)).

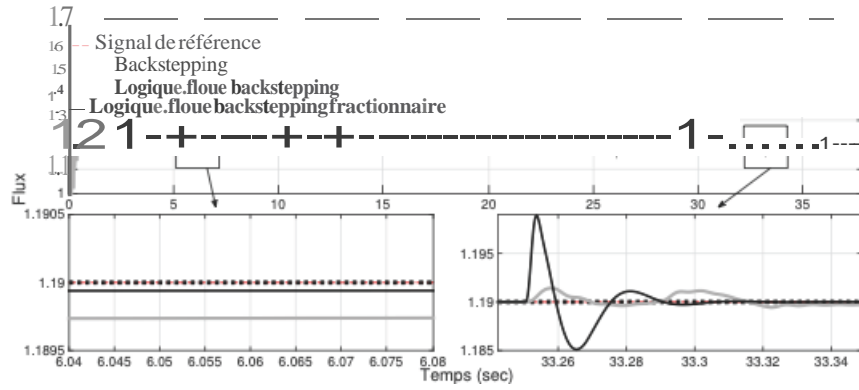


FIGURE 3.7: Estimation des flux de stator - zoom (Wb)

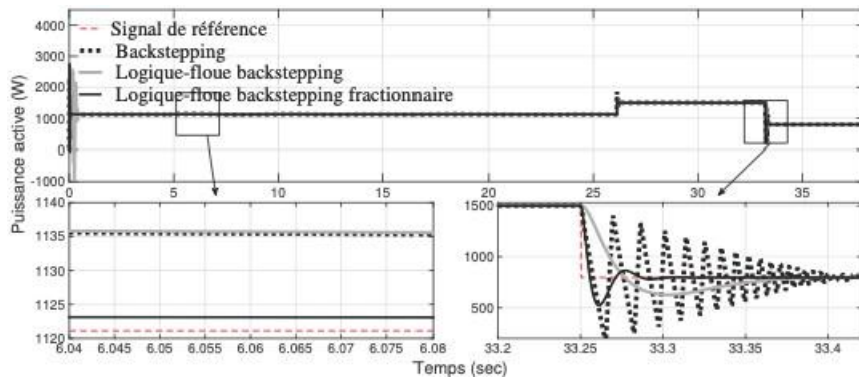


FIGURE 3.8: Puissances actives produites par le stator - zoom ($watt$)

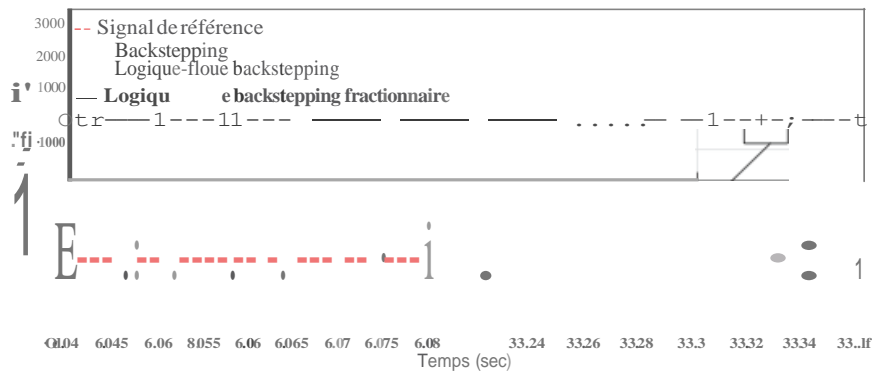


FIGURE 3.9: Puissances réactives produites par le stator - zoom (var)

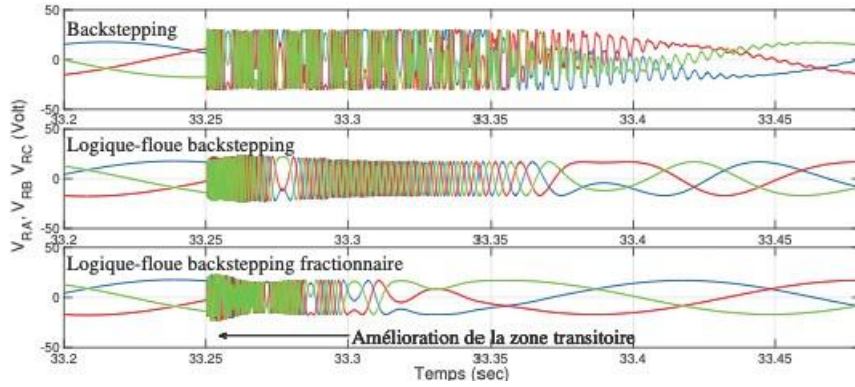


FIGURE 3.10: Tensions triphasées fournies au rotor - zoom (volt)

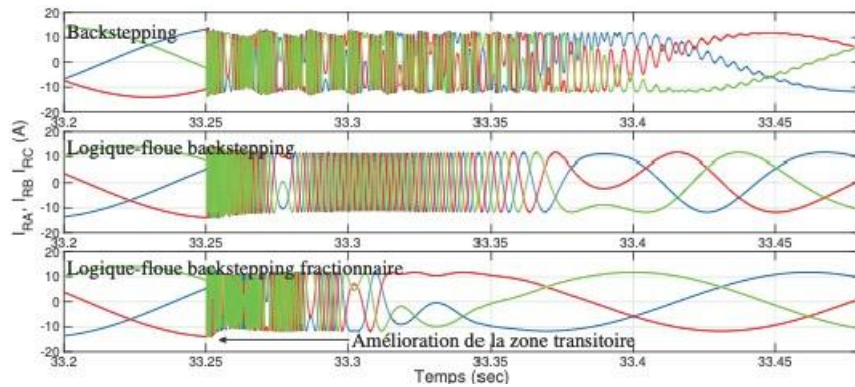


FIGURE 3.11: Courants triphasés fournis au rotor - zoom (Ampère)

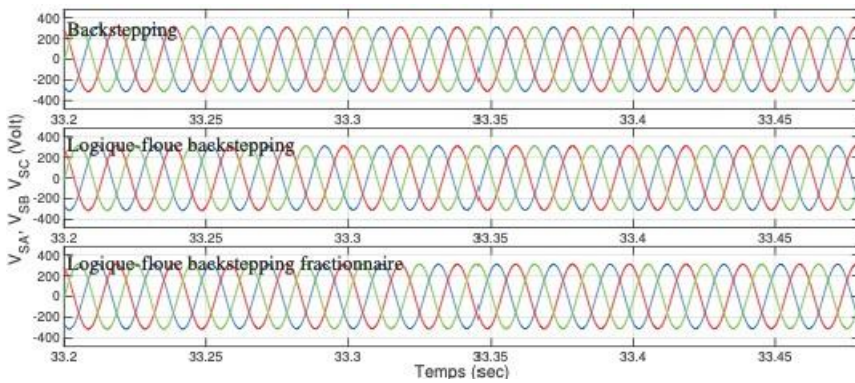


FIGURE 3.12: Tensions triphasées produites par le stator - zoom (volt)

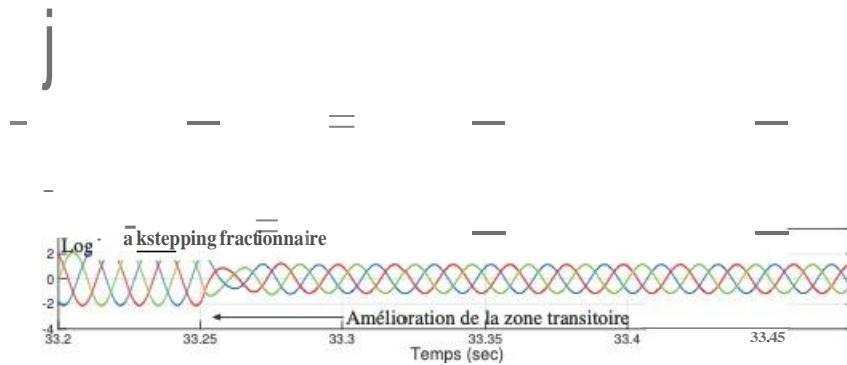


FIGURE 3.13: Courants triphasés produits par le stator - zoom (Ampère)

De la figure 3.14, qui représente la vitesse mécanique mesurée, on relève un maintien des performances de poursuite lors de la première phase d'incertitude paramétrique et ce pour l'ensemble des algorithmes de contrôle

Toutefois, il est important de noter que lors de l'exécution de la seconde variation " L_m ", seules les approches associées à la logique floue parviennent à maintenir le même degré de performance.

Un constat identique est observé en ce qui concerne l'estimation du flux du stator (figure 3.15), des zones transitoires des puissances générées (figures 3.16 et 3.17), des grandeurs de commande et de sortie (figures 3.18 , 3.19, 3.20 et 3.21).

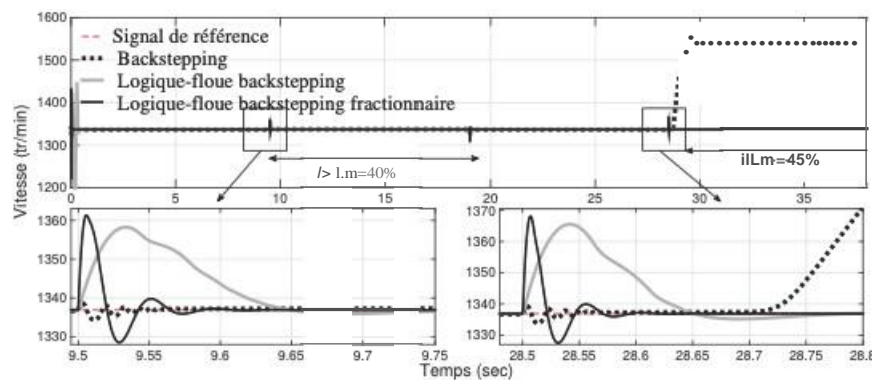


FIGURE 3.14: Vitesses mécaniques - modèle incertain perturbé - zoom (tr/min)

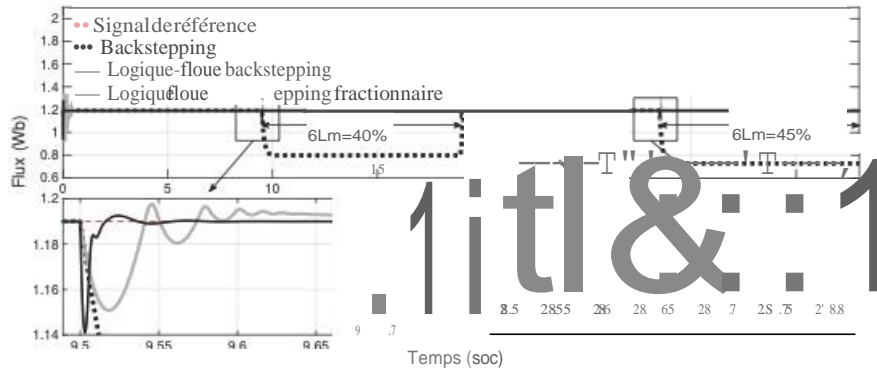


FIGURE 3.15: Estimation des flux de stator- modèle incertain perturbé - zoom (Wb)

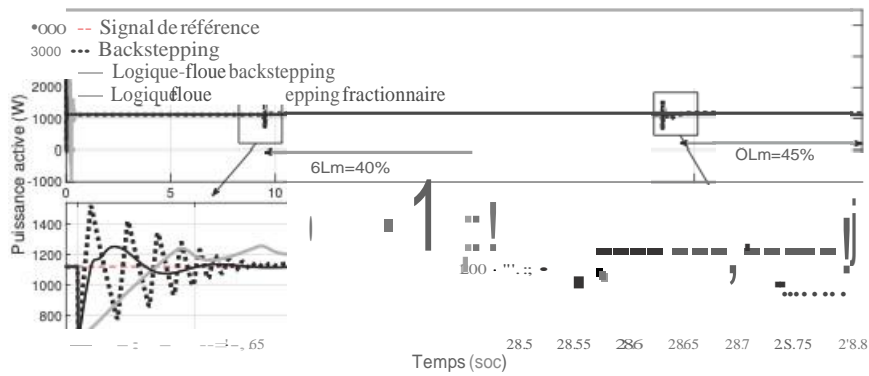


FIGURE 3.16: Puissances actives (stator) - modèle incertain perturbé - zoom ($watt$)

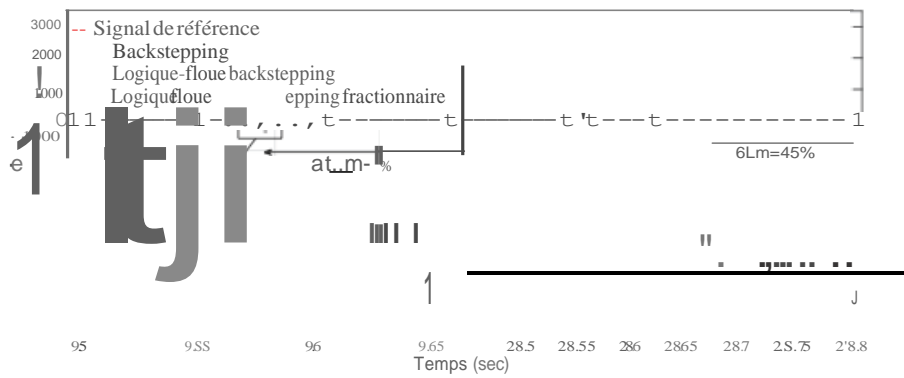


FIGURE 3.17: Puissances réactives (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (var)

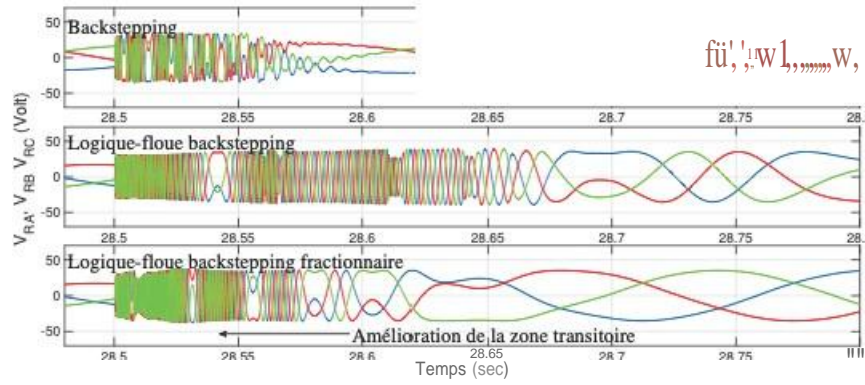


FIGURE 3.18: Tensions triphasées (rotor) - modèle incertain perturbé - zoom (volt)

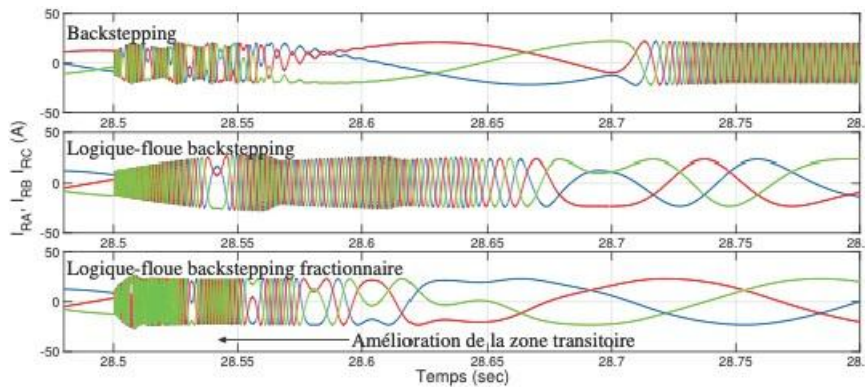


FIGURE 3.19: Courants triphasées (rotor) - modèle incertain perturbé - zoom (Ampère)

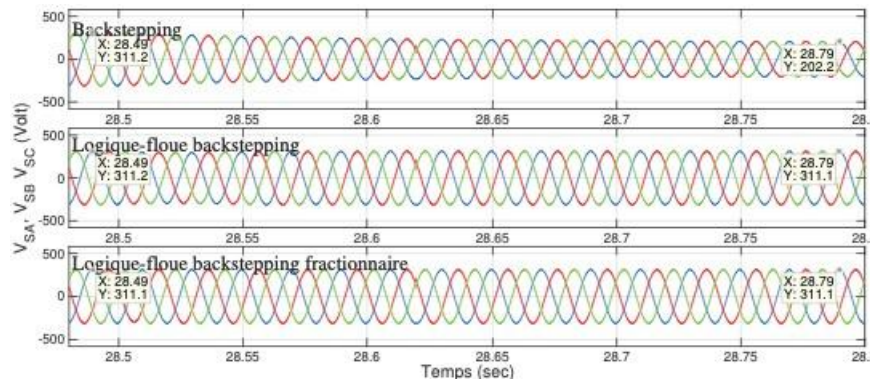


FIGURE 3.20: Tensions triphasées (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (volt)

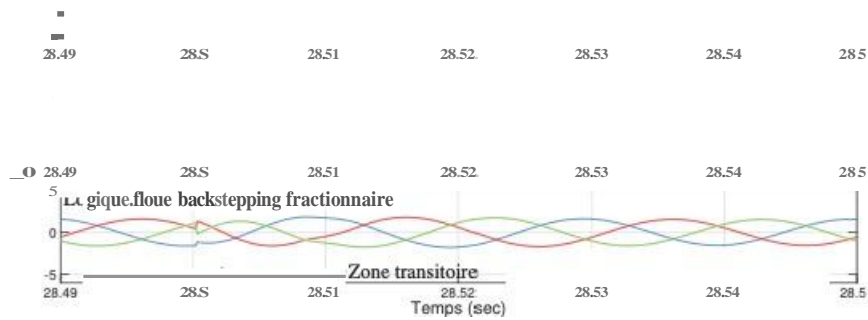


FIGURE 3.21: Courants triphasées (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (Ampère)

Enfin, l'affichage des temps de calcul en ligne (voir figure. 3.22) prouve que l'algorithme fractionnaire utilisé est plus rapide pour estimer la dynamique inconnue du système de contrôle en boucle fermée. Ce gain en temps (jusqu'à 50%) représente une évolution importante dans l'indice de performance global de l'approche backstepping.

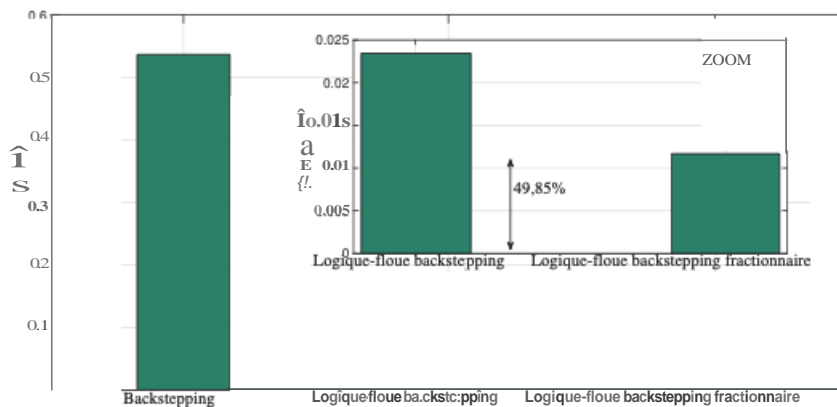


FIGURE 3.22: Temps de calcul

3.5 Conclusion

Cette section propose une nouvelle approche basée sur un contrôleur flou adaptatif de type-1 backstepping

Le contrôle vise à assurer une extraction de puissance maximale autour de la référence souhaitée. La composante floue adaptative a été intégrée dans l'algorithme pour contourner la contrainte liée à la connaissance des paramètres de la génératrice.

L'application du calcul fractionnaire, à la fois dans le processus de modélisation du système et dans l'algorithme de contrôle, conduit à plus de précision dans la conception des lois de commande adaptative et de ce fait, améliorer les performances de contrôle (de 62.5% en ce qui concerne le temps de réponse, 55.6% pour les phases d'oscillations transitoires et jusqu'à 50% de temps de calcul en ligne, et ce par rapport à une approche backstepping classique).

Toutefois, l'approche floue de type-1 présente certaines limites que nous tenterons de repousser dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

Commande adaptative floue de type-2 par backstepping

4.1 Introduction

Lors du chapitre précédent, ayant trait au développement de l'approche fractionnaire de la logique floue de type-1 adaptative (Takagi-Sugeno) par backstepping, un aperçu des performances de contrôle a été exposé.

Dans ce qui suit, nous substituons le système flou de type-1 par celui de type-2 en vue d'obtenir de meilleures performances [68-71].

Afin de présenter une étude minutieuse et précise, sur l'impact du système flou de type-2 dans le calcul des lois de contrôle intermédiaire et globale, un ensemble d'arrangement mathématique regroupant une combinaison de systèmes adaptatifs flous de type-1 et de type-2, a été élaboré sous environnement Matlab.

Le développement des algorithmes de contrôle se base sur des opérateurs mathématiques à ordre entier et fractionnaire.

Au terme de ce processus, des simulations sur une plateforme numérique ont permis de valider l'efficacité et la faisabilité de l'approche proposée.

4.2 La logique floue de type-2

Face à l'incapacité de la logique floue de type-1 à tenir compte des incertitudes liée à la construction des règles floues (prémises et/ou conséquences). Une approche dite de type-2, dans laquelle les valeurs d'appartenance de chaque élément de l'ensemble sont un ensemble flou de type-1 (borné entre $[0, 1]$), est introduite [68-70]. D'une conception, bien plus élaborée qu'un type-1, sa structure de base se compose principalement de quatre parties (voir figure. 4.1).

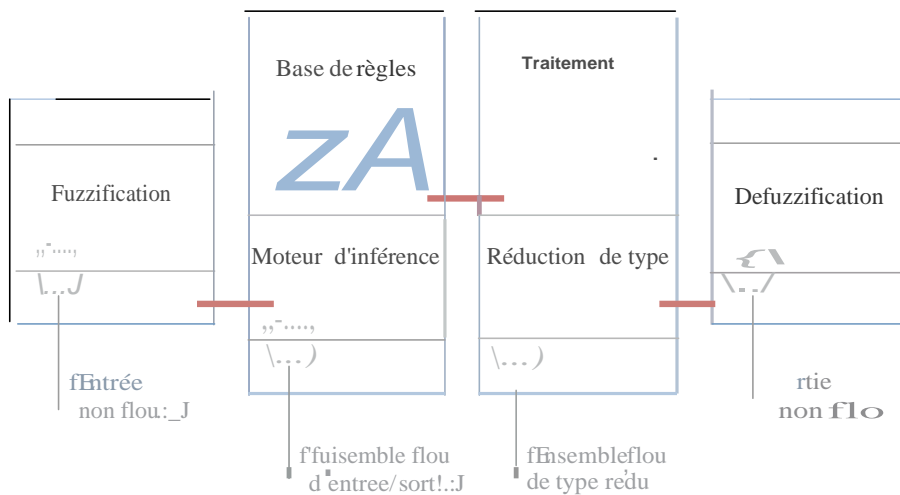


FIGURE 4.1: Représentation schématique de la structure générale d'un système de logique floue de type-2

a) Fuzzification

Un ensemble flou de type-2 \tilde{A} est caractérisé par une fonction d'appartenance de type-2 $\mu_{\tilde{A}}(x_e, u_e)$, définie comme suit :

$$\tilde{A} = \{ (x_e, u_e, \mu_{\tilde{A}}(x_e, u_e)) \mid \forall x_e \in X_e, \forall u_e \in J_{x_e}^{u_e} \subseteq [0, 1] \} \quad (4.1)$$

\hat{A} peut être également exprimé par :

$$\tilde{A} = \left\{ \int_{x_e \in X_e} \left[\int_{u_e \in J_{x_e}^{\mu_e} \subseteq [0,1]} f_{x_e}(u_e) / u_e \right] / x_e \right\} \quad (4.2)$$

Où : $x_e \in X_e, u_e \in J_{x_e}^{\mu_e} \subseteq [0,1]$ et $0 \leq \mu_{j_e}(x_e) \leq 1$
 J désigne l'union de x et u .
 J : désigne la fonction d'appartenance primaire
 x : désigne la variable primaire
 u : désigne la variable secondaire

L'incertitude sur la fonction d'appartenance primaire de \hat{A} , représente une région délimitée, appelée l'empreinte de l'incertitude (FOU). Mathématiquement cela correspond à l'union de toutes les fonctions d'appartenance primaires. En outre, les deux limites "supérieure et inférieure" pour le FOU d'un ensemble flou de type-2, sont constituées de deux fonctions d'appartenance de type-1 (voir figure. 4.2). Dans le cas où $\mu_{j_e}(u_e) = 1$,

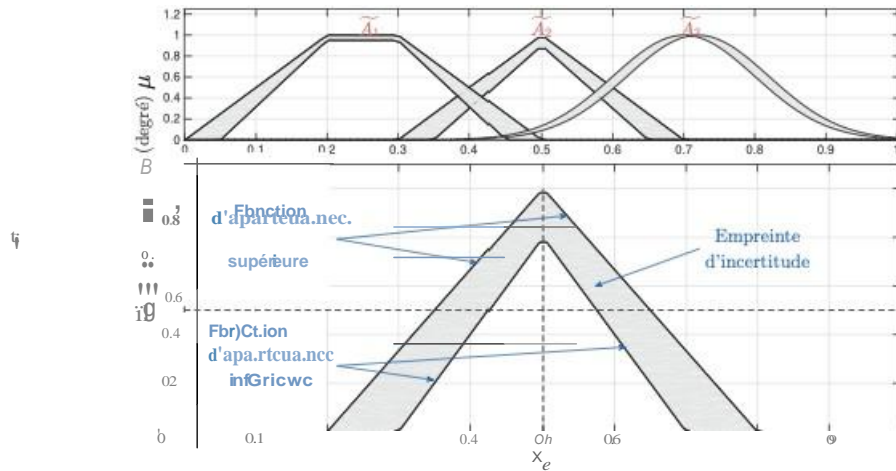


FIGURE 4.2: \hat{A}_1 : Fonction d'appartenance de forme trapézoïdale de type-2
 \hat{A}_2 : Fonction d'appartenance en forme de triangle de type-2
 \hat{A}_3 : Fonction d'appartenance à la courbe gaussienne de type-2

Sur $[x_e, J_{x_e}^{\mu_e}] \subseteq [0, 1]$, la fonction d'appartenance de type-2 $\mu_{j_e}(x_e)$ sera exprimée par une fonction d'appartenance de type-1 inférieure $f_{x_e}^{\mu_e} = \mu_{j_e}^{\text{inf}}(x_e)$ et une autre, de type-1, supérieure $J_{x_e}^{\mu_e} = \mu_{j_e}^{\text{sup}}(x_e)$. Cet ensemble flou est appelé Intervalle de Type-2 (IT-2)

(voir figure. 4.3), représenté par l'équation suivante :

$$\tilde{A} = \left\{ \int_{x \in X} \left[\int_{u \in [\underline{\mu}_A(x), \overline{\mu}_A(x)] \subseteq [0,1]} 1/u \right] /x \right\} \quad (4.3)$$

on notera que dans le cas d'un \tilde{A} de type Singleton flou de type-2, la fonction d'apparte-

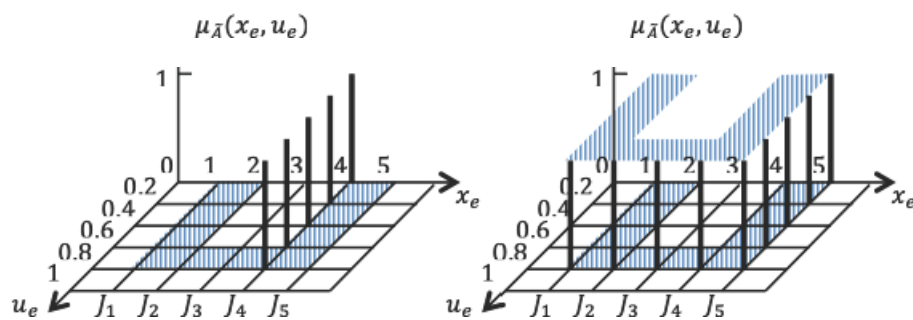


FIGURE 4.3: Exemple de représentation d'une fonction d'appartenance d'intervalle type-2

nance est définie par l'équation suivante :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1/1 & \text{si } x_e = x'_e \\ 1/0 & \text{si } x_e \neq x'_e \end{cases} \quad (4.4)$$

En ce qui concerne l'ensemble de nos travaux de recherche, seule la technique de fuzzification dite de type singleton sera adoptée .

b) Inférence

Fondamentalement la structure des règles floues, d'une approche de type-2, est similaire à celle d'un type-1 à une différée près , et non des moindres ;les antécédents et les conséquences sont représentés par des ensembles flous du type 2. Ainsi, en présence de M

règles, la *zime* règle de type-2 R^l s'écrit comme suit :

$$R^l : \text{Si } x_{e1} \text{ est } \tilde{F}_1^l \text{ et } \dots \text{ et } x_{ep} \text{ est } \tilde{F}_p^l, \text{ Alors } x_s = \tilde{G}^l \quad (4.5)$$

$$l = 1, \dots, J^l$$

Où : p : désigne le nombre d'entrées, avec $x_{e1} \in X_{e1}, \dots, X_{ep}, \in X_{ep}$
 x_s : désigne la sortie, avec $x_s \in B$

Il est à noter que les deux méthodes floues (Mamdani, TSK) présentent une structure des antécédents de règles *Si-Alors* comparables, mais différent par la structure de leurs conséquences.

Ainsi :

Pour un système flou Mamdani de type-2

La conséquence d'une règle est un ensemble flou

Pour un système flou TSK de type-2

La conséquence d'une règle est une fonction :

$$R^l : \text{if } x_{e1} \text{ is } \tilde{F}_1^l \text{ and } \dots \text{ and } x_{ep} \text{ is } \tilde{F}_p^l, \text{ then } x_s^l = c_0^l + c_1^l x_{e1} + \dots + c_p^l x_{ep} \quad (4.6)$$

Avec :

$l = 1, \dots, J^l$

x_s^l : désigne la sortie d'une *zime* règle

\tilde{F}^k avec $(k = 1, \dots, p)$: sont des ensembles flous antécédents de type-2

Pour un ensemble d'intervalle type-2, le degré d'activation μ^l est défini par la relation suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} f^l(x_e) \equiv \prod_{i=1}^p \mu_{\bar{F}_i^l}(x_{ei}) \\ f^l(x_e) = \left[\underline{f}^l(x_e), \bar{f}^l(x_e) \right] \equiv \left[\underline{f}^l, \bar{f}^l \right] \end{array} \right. \quad (4.7)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} JI(x_e) = \mu_{F_1}(x_{e1}) * \dots * \mu_{F_p}(x_{ep}) \\ P(x_e) = \mu_{P_1}(x_{e1}) * \dots * \mu_{P_p}(x_{ep}) \\ * \text{ désigne l'opération du produit} \end{array} \right.$$

c) Réducteur de type

Cette opération permet de générer, à partir d'un ensemble flou de type-2 une sortie d'ensemble de type-1, qui est ensuite convertie en une valeur précise via le procédé dit de Defuzzification.

Diverses méthodes de réduction de type existent, dans cette thèse, la méthode des centres d'ensembles (Kamik et Mendel) a été sélectionnée.

$$x_s(x) = [x_{sl}, x_{sr}] = \frac{\int_{x_{sl}}^{x_{sr}} x \cdot \mu(x) dx}{\int_{x_{sl}}^{x_{sr}} \mu(x) dx} \quad (4.8)$$

Cet ensemble d'intervalles x_s est défini par ses deux points d'extrémité à savoir x_{sl} (celui de gauche) et x_{sr} (celui de droite).

$$\left\{ \begin{array}{l} x_{sl} = \frac{\sum_{i=1}^M f_i \cdot x_{sl}^i}{\sum_{i=1}^M f_i} \\ x_{sr} = \frac{\sum_{i=1}^M f_i \cdot x_{sr}^i}{\sum_{i=1}^M f_i} \end{array} \right. \quad (4.9)$$

Où :

$$x_{sl} \in B_i = [x_{sl}, x_{sr}] : \text{centroïde des conséquences de type-2}$$

d) Defuzzification :

Pour obtenir la sortie non floue, nous allons procéder au calcul de la moyenne suivante :

$$X_s(X_e) = \frac{X_{st} + X_{sr}}{2} \quad (4.10)$$

4.3 Synthèse du contrôleur flou de type-2 adaptatif par backstepping

Les outils et les processus de contrôle ne sont guère différents de celles utilisées précédemment (figure 4.4) [68-71].

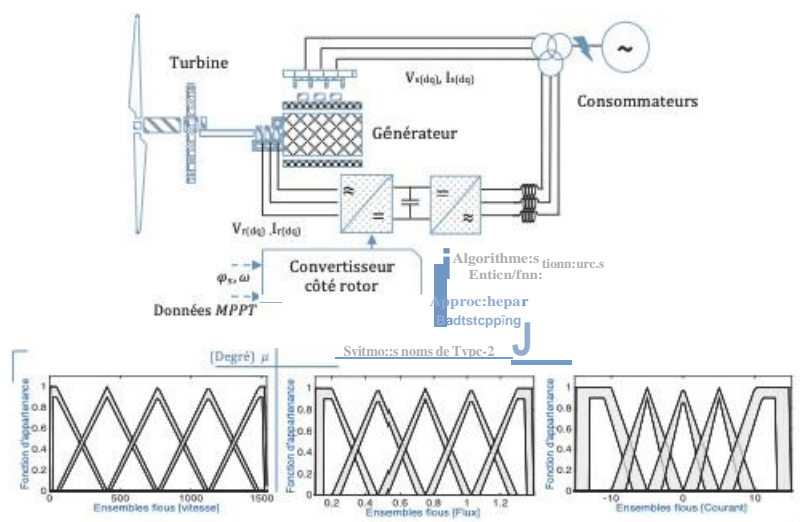


FIGURE 4.4: Schéma représentant la configuration sélectionnée d'une éolienne à vitesse variable (cas : commande adaptative floue de type-2 par backstepping)

Ainsi, en reprenant à l'identique la structure du système de commande appliqué à la gén-

ratrice et développé via les hypothèses mathématiques citées dans les sections précédentes (figure 4.5), la conception du nouveau contrôleur backstepping repose sur différentes lois d'adaptation. Ces dernières reflètent un ensemble de combinaisons de deux types de systèmes flous adaptatifs, à savoir le type-1 Takagi-Sugeno et l'intervalle type-2, élaboré dans un ordre entier puis fractionnaire (configurations illustrées dans le tableau 4.1).

Les formes des fonctions d'appartenance des systèmes flous de type-2, sont quant à elles

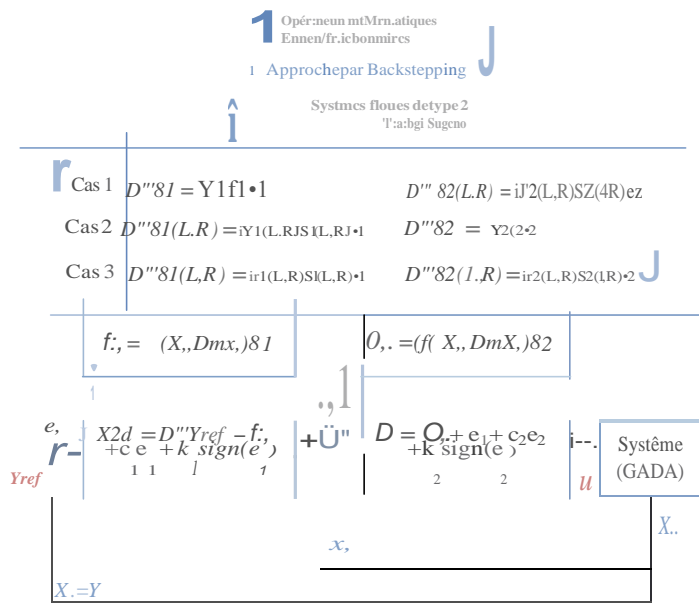



FIGURE 4.5: Schéma du contrôleur backstepping adaptatif flou de type 1-2 (X_1, X_2)

représentées dans la figure 4.4 et où on accorde moins de confiance à la fonction d'appartenance inférieure qu'à la fonction d'apparence supérieure.

TABLE 4.1: Récapitulatif des tests de simulation sous environnement Matlab (cas : commandes adaptatives floues de type-1/2 par backstepping)

	Loi de contrôle intermédiaire	Loi de contrôle définitive
Backstepping Cas 01 fFractionnaireJ	Système flou de Type-1	Système flou de Type-2
Backstepping Cas 02 fFractionnaireJ	Système flou de Type-2	Système flou de Type-1
Backstepping Cas 03 fFractionnaireJ	Système flou de Type-2	Système flou de Type-2

Dans le même ordre d'idées, le processus de détermination des lois de commande (intermédiaires et définitives) se présente en deux étapes :

4.3.1 Loi de contrôle intermédiaire

L'objectif étant d'assurer la stabilité du sous-système de contrôle ($DmVi < 0$), il convient de ce fait de définir X_{2d} (valeurs d'état désirées) par l'expression suivante :

$$X_{2d} = \hat{X}_{2d,eq} + c_1 e_1 + k_1 \text{sign}(e_1) \tag{4.11}$$

Où l'approximation floue est donnée par ce qui suit :

$$\hat{X}_{2d,eq}(\zeta_{(\cdot)L,R}^T, \theta_{(\cdot)L,R}) = \frac{1}{2} (\zeta_{(\cdot)L}^T \theta_{(\cdot)L} + \zeta_{(\cdot)R}^T \theta_{(\cdot)R}) \tag{4.12}$$

Sachant que :

- \emptyset : désigne le taux d'apprentissage
- $B_0 = e_0 - J(\cdot)$: est l'erreur d'estimation
- $J(\cdot)$: est la valeur optimale de J_0

La nouvelle expression mathématique de la fonction de Lyapunov est donnée par :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^T e_1 + \frac{1}{2} \int_{t_0}^t \theta_{(\cdot)L}^T \theta_{(\cdot)L} + \frac{1}{2} \int_{t_0}^t \theta_{(\cdot)R}^T \theta_{(\cdot)R} \quad (4.13)$$

En appliquant la dérivée fractionnaire à (4.13), nous obtenons :

$$\begin{cases} D^m V_1 = e_1^T \left(-c_1 e_1 - f_{e1} + e_2 + w_1 - \frac{1}{2} \left(\zeta_{(\cdot)L}^T \theta_{(\cdot)L} + \zeta_{(\cdot)R}^T \theta_{(\cdot)R} \right) \right) \\ \quad + \frac{1}{\gamma_{(\cdot)L}} \tilde{\theta}_{(\cdot)L}^T D^m \tilde{\theta}_{(\cdot)L} + \frac{1}{\gamma_{(\cdot)R}} \tilde{\theta}_{(\cdot)R}^T D^m \tilde{\theta}_{(\cdot)R} \\ f_{e1} = k_1 \text{sign}(e_1) + \Delta_1 \end{cases} \quad (4.14)$$

En considérant que $k_{1j}, k_{1j} > 0$ (avec $j = 1, 2$) et en utilisant l'expression des lois d'adaptation suivantes :

$$\begin{cases} D^m \theta_{(\cdot)L} = -\gamma_{(\cdot)L} \theta_{(\cdot)L} \\ D^m \theta_{(\cdot)R} = -\gamma_{(\cdot)R} \theta_{(\cdot)R} \end{cases} \quad (4.15)$$

Nous aboutissons, après certaines transformations mathématiques, à l'inégalité suivante :

$$D^m V_1 \leq -e_1^T c_1 e_1 + e_1^T e_2 \quad (4.16)$$

Ainsi, il apparaît que la stabilité du système de contrôle intermédiaire soit fonction du terme e_2 , qui sera compensé dans l'étape qui suit.

4.3.2 Loi de contrôle définitive

La loi de commande globale U impliquant la stabilité du système de contrôle par rétroaction est exprimée par la relation suivante :

$$U = \hat{u}_1 + c_1 e_1 + c_2 e_2 + k_2 \text{sign}(e_2) \quad (4.17)$$

$$\{ U_{eq} = DmX2d - F2$$

Pour rappel, le terme U_{eq} représente un paramètre inconnu où son approximation est donnée comme suit :

$$\hat{U}_{eq}(\zeta_{(\cdot)L,R}^T, \theta_{(\cdot)L,R}) = \frac{1}{2} (\zeta_{(\cdot)L}^T \theta_{(\cdot)L} + \zeta_{(\cdot)R}^T \theta_{(\cdot)R}) \quad (4.18)$$

En procédant de la même façon que lors de la première partie et avec $w_2 = U - \hat{U}$, défini comme erreur d'approximation minimale, la dérivée fractionnaire de la fonction globale de Lyapunov est donnée par :

$$D^m V_2 = -c_1 e_1^T e_1 - c_2 e_2^T e_2 + \frac{1}{\gamma_{OL}} e_{OL}^T n_{me_{OL}} + \frac{1}{\gamma_{OR}} e_{OR}^T n_{me_{OR}} \quad (4.19)$$

Afin de satisfaire aux exigences en matière de stabilité ($D^m V_2 < 0$), qui implique une convergence asymptotique des erreurs de suivie vers une valeur nulle, nous imposons les lois d'adaptations suivantes :

$$D^m \gamma_{OL} = -\gamma_{OL} e_{OL}^T e_{OL} \quad (4.20)$$

$$D^m \gamma_{OR} = -\gamma_{OR} e_{OR}^T e_{OR}$$

Au final, après divers manipulations mathématiques et un choix judicieux des paramètres γ , on obtient l'inégalité suivante :

$$D^m V_2 < -c_1 e_1^T e_1 - c_2 e_2^T e_2 \quad (4.21)$$

4.4 Simulations et résultats

Dans cette section, nous procéderons à l'évaluation des performances des approches développées et améliorées à travers ce chapitre.

Afin d'avoir une vision globale des plus précises, nous imposons les mêmes conditions

de simulation sous environnement Matlab. Celles-ci répondent aux exigences de perturbations externes et de variation paramétrique appliquées à l'ensemble des algorithmes de contrôle (se référer au tableau 4.1).

En vue de faciliter la lecture des données de simulation, nous scindons les résultats de comparaisons en deux catégories :

- La première regroupe une comparaison des approches développées à base de systèmes flous de type-2 seul et mixte d'ordre entier à l'approche développée dans le chapitre précédent (à savoir le contrôle adaptatif fractionnaire flou de type-1 Takagi-Sugeno par backstepping).
- La seconde inclut une comparaison des approches développées, à base de systèmes flous de type-2 seul et mixte d'ordre fractionnaire dans des conditions similaires.

4.4.1 Dans le cas de perturbations externes

a) Algorithmes à ordres entiers

Les résultats déduits de cette étude lors des perturbations externes (illustrées aux figures 4.6 à 4.14) démontrent une amélioration substantielle du système de contrôle backstepping flou de type-2 et de type-2-mixte.

Ceci est d'autant visible pour ce qui concerne le temps de réponse de la vitesse et de l'estimation du flux (de 0.063s pour le cas 01, de 0.076s pour le cas 02 et de 0.038s pour le cas 03) (voir figures. 4.6, 4.7 et 4.8).

Additivement à cela, une réduction sensible des phases d'oscillations transitoires liées aux réponses de puissance (figures 4.9 et 4.10) et à la sortie du signal de contrôle (voir figures. 4.11 et 4.12) est constatée pour ce qui concerne l'approche dite à ordre entier (0.15s pour le cas 01, 0.198s pour le cas 02 et de 0.105s pour le cas 03).

Dès lors, il convient d'indiquer que la tension de sortie demeure constante et ce pour l'ensemble des approches traitées (figure 4.13) d'une part et d'autre part, une production de courants électriques en sortie équilibrée et aux normes du constructeur de la génératrice (figure 4.14).

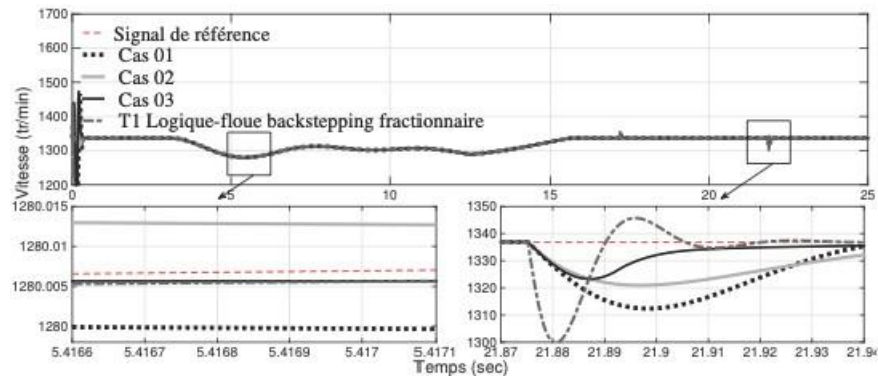


FIGURE 4.6: Vitesses mécaniques - zoom (tr/min)

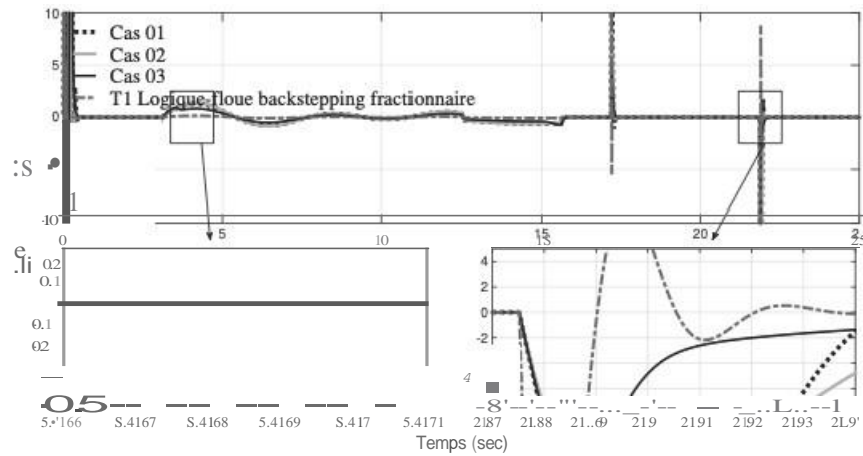


FIGURE 4.7: Erreurs de vitesses - zoom (tr/min)

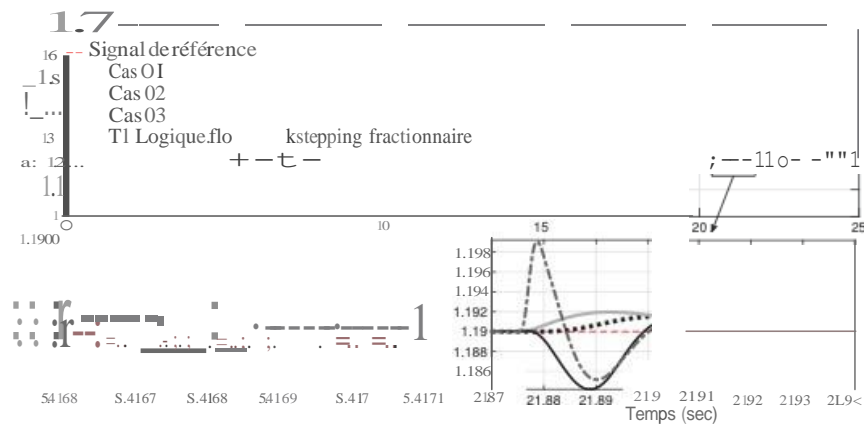


FIGURE 4.8: Estimation des flux de stator - zoom (Wb)

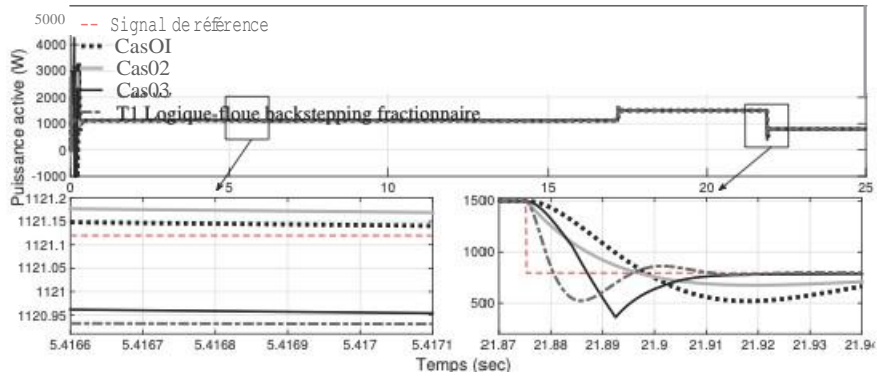


FIGURE 4.9: Puissances actives produites par le stator - zoom (watt)



FIGURE 4.10: Puissances réactives produites par le stator - zoom (var)

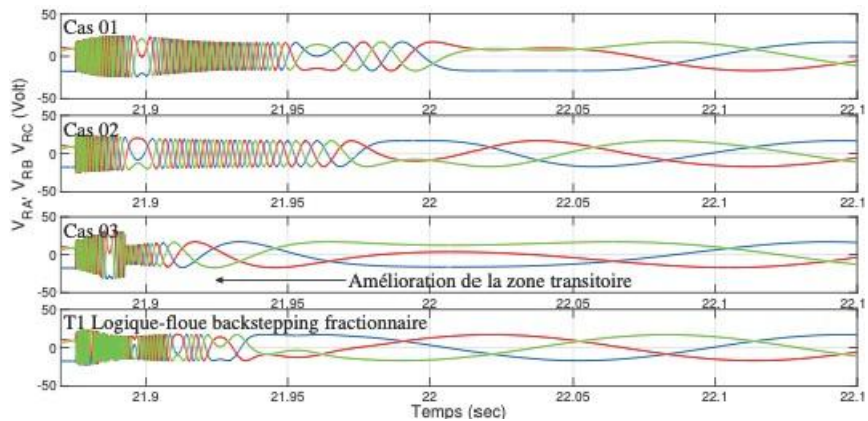


FIGURE 4.11: Tensions triphasées fournies au rotor - zoom (volt)

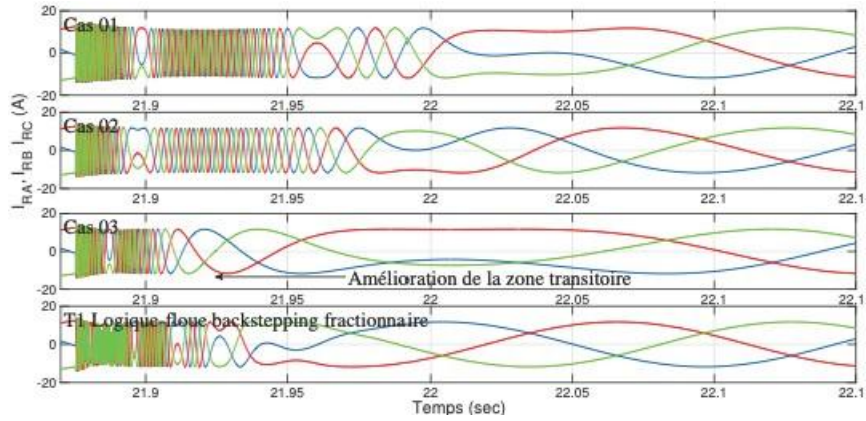


FIGURE 4.12: Courants triphasées fournies au rotor - zoom (Ampère)

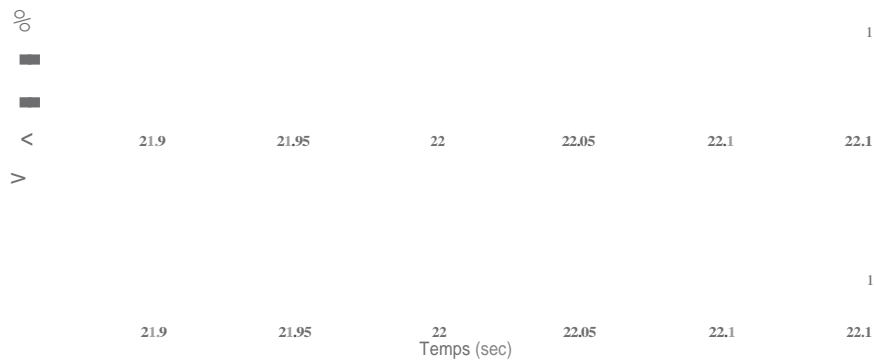


FIGURE 4.13: Tensions triphasées produites par le stator - zoom (volt)

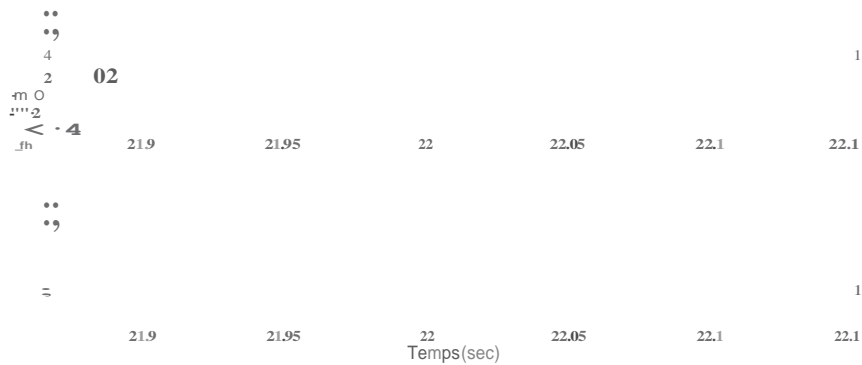


FIGURE 4.14: Courants triphasées produits par le stator - zoom (Ampère)

b) Algorithmes à ordres fractionnaires

Dans cette partie, les performances fournies par les approches soulevées (associées au système flou adaptatif de type-2 fractionnaire) dépassent celles d'un système de type-1 adaptatif fractionnaire et dans une certaine mesure les techniques d'ordre entier.

En effet, les temps de réponse (de vitesse et d'estimation du flux, illustrés aux figures 4.15, 4.16 et 4.17) ainsi que la réduction des phases d'oscillations transitoires (des puissances développées : figures 4.18 et 4.19, des grandeurs de commande : figures 4.20 et 4.21) sont nettement améliorés par rapport à l'approche évoquée dans le chapitre précédent (pour les temps de réponse, ils passent de 0.063s à 0.044s pour le cas 01, de 0.076s à 0.019s pour le cas 02 et de 0.038s à 0.011s pour le cas 03 et en ce qui concerne les phases transitoires; ils passent de 0.015s à 0.125s pour le cas 01, de 0.198s à 0.055s pour le cas 02 et de 0.105s à 0.0145s pour le cas 03).

Quant aux grandeurs de sortie, elles demeurent constantes et conformes aux normes (figures 4.22 et 4.14).

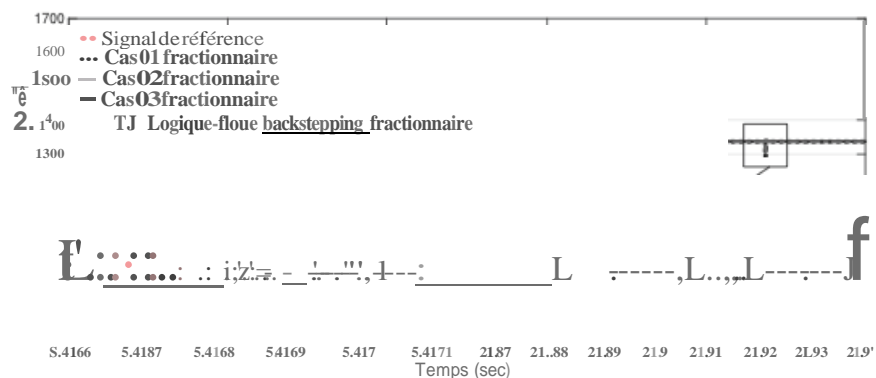


FIGURE 4.15: Vitesses mécaniques (tr/min) (cas :fractionnaire)

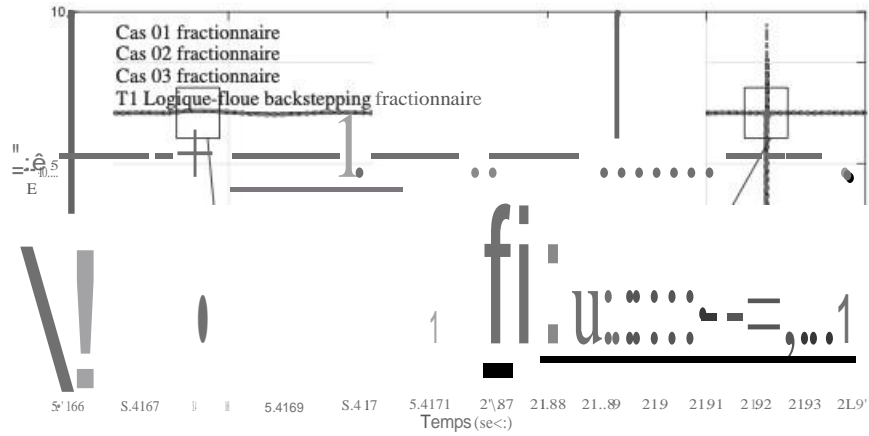


FIGURE 4.16: Erreurs de vitesses - zoom (*tr/min*)

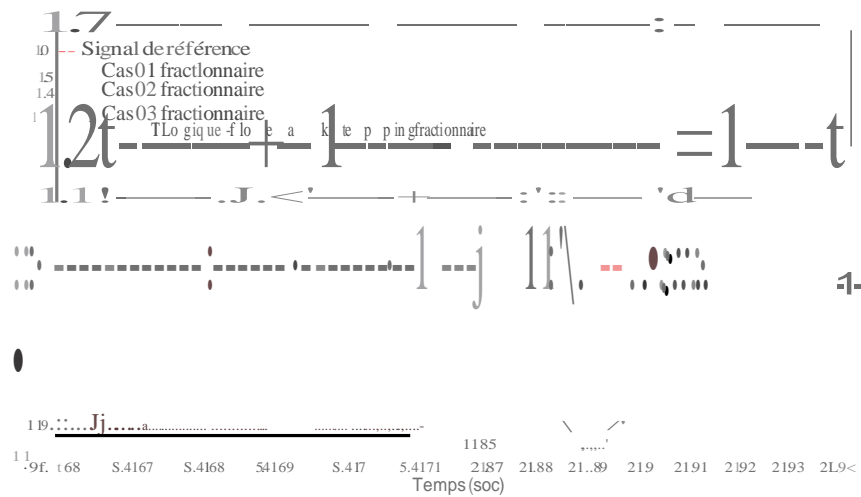


FIGURE 4.17: Estimation des flux (*Wb*) (cas fractionnaire)

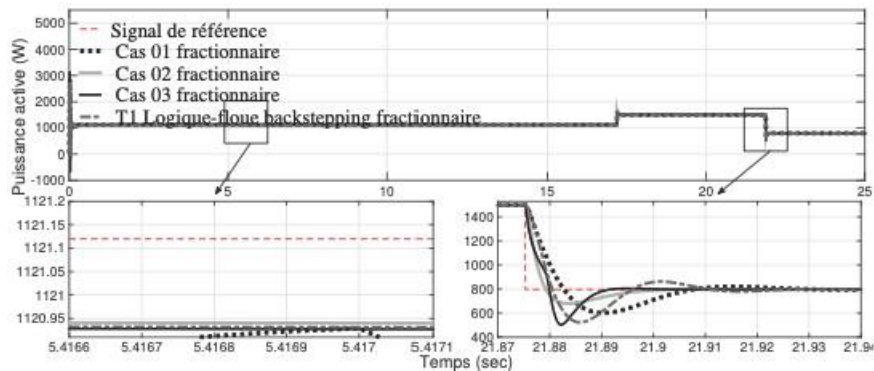


FIGURE 4.18: Puissances actives (*watt*) (cas fractionnaire)

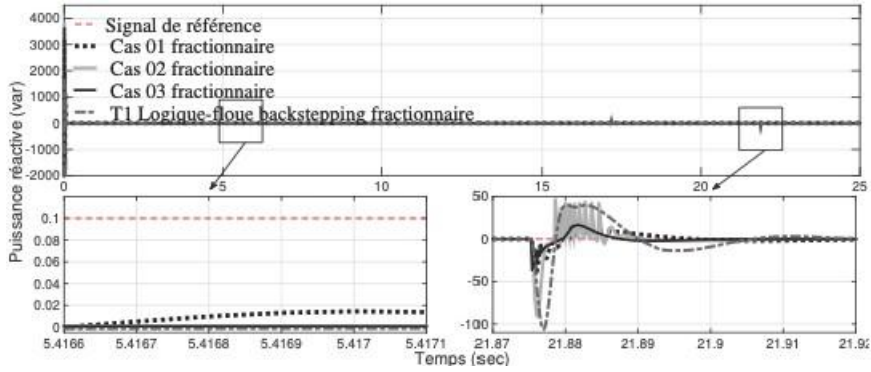


FIGURE 4.19:Puissances réactives (var)(cas :fractionnaire)

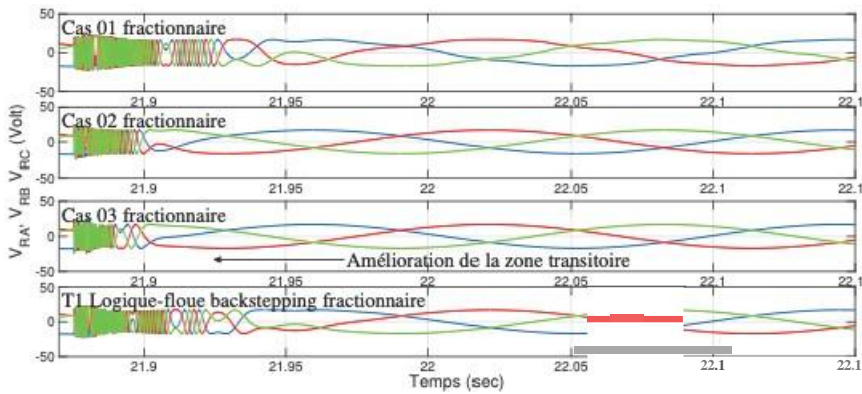


FIGURE 4.20: Tensions triphasées (volt)(cas :fractionnaire)

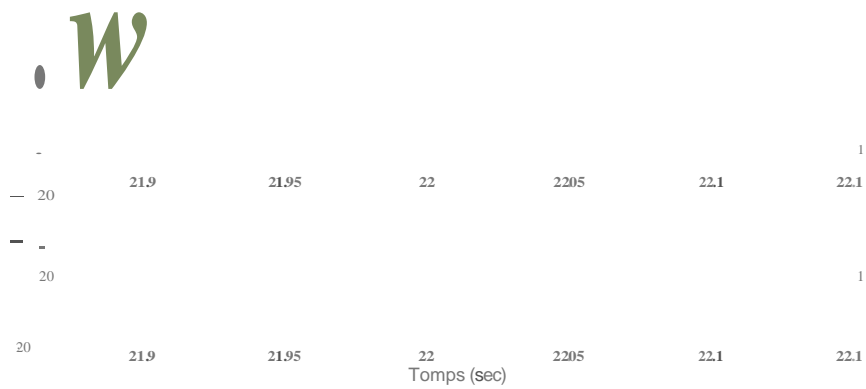


FIGURE 4.21:Courants triphasés (Ampère)(cas :fractionnaire)

CHAPITRE 4: COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE DE TYPE-2 PAR BACKSTEPPING

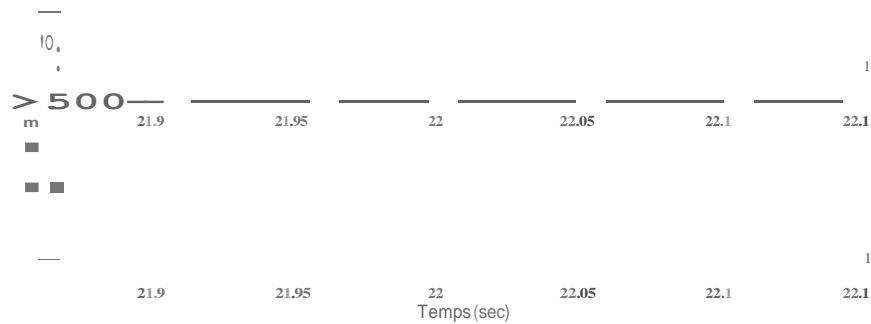


FIGURE 4.22: Tensions triphasées (volt)(cas fractionnaire)

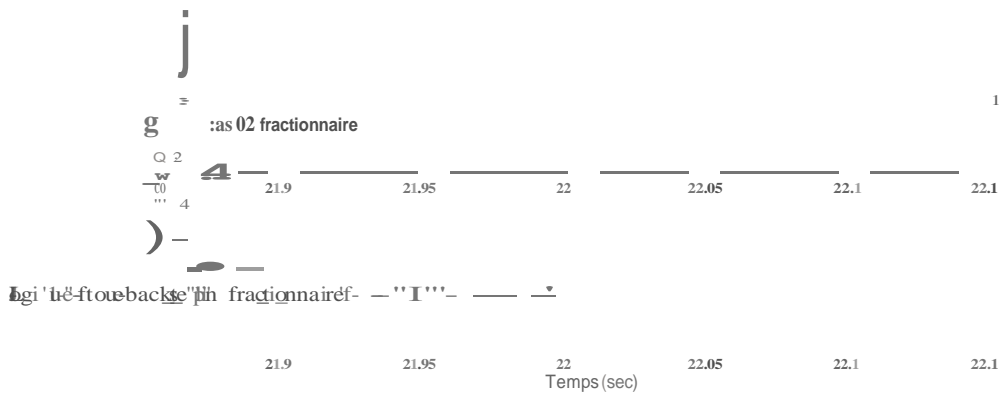


FIGURE 4.23: Courants triphasées (Ampère)(cas fractionnaire)

4.4.2 Dans le cas d'incertitude paramétrique

Dans ce qui suit, nous présentons les tests de robustesse des algorithmes de contrôle proposés face à l'incertitude paramétrique " L_m " (figures 4.24 à 4.39).

a) Algorithmes à ordres entiers :

Les figures 4.24 à 4.31 représentent les résultats de simulation obtenus en appliquant les lois de commande d'ordre entier.

Nous remarquons qu'il existe une certaine similitude des performances développées en terme d'erreur de poursuites de vitesse (figure 4.24), d'estimation du flux (figure 4.25), des puissances générées et des signaux de commandes (figures 4.28 et 4.29) avec l'approche fractionnaire de type-1.

Les mêmes conclusions sont établies pour ce qui est des grandeurs de sortie (figures 4.30 et 4.31).

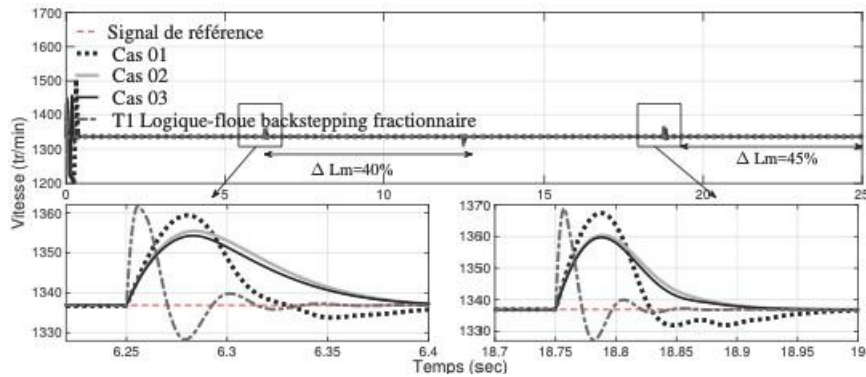


FIGURE 4.24: Vitesses mécaniques - modèle incertain perturbé - zoom (tr/min)

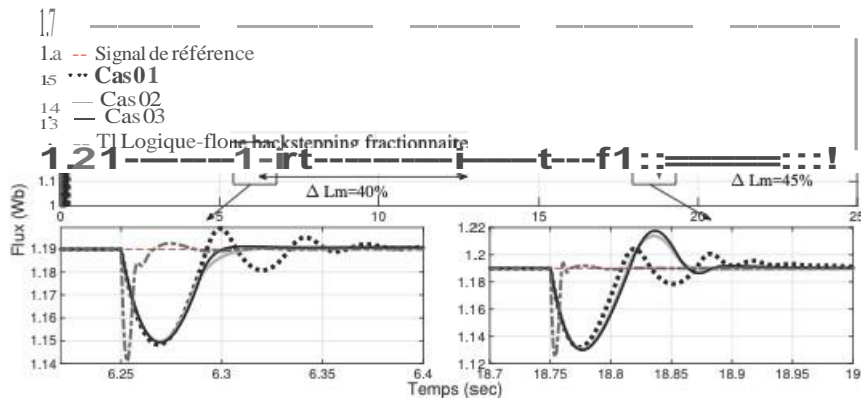


FIGURE 4.25: Estimation des flux de stator- modèle incertain perturbé - zoom (Wb)

b) AlgoriJhmes à ordres fractionnaires :

Dans cette section, les résultats de simulations (représentés dans les figures 4.32 à 4.39), illustrent les avantages des méthodes fractionnaire backstepping associées au système floue adaptatif de type-2.

Les améliorations concernent le temps et l'amplitude de réponse des paramètres d'entrée du système de contrôle (à savoir la vitesse du rotor et le flux du stator, respectivement illustrées dans les figures 4.24 et 4.25) ainsi qu'aux phases transitoires dans les signaux

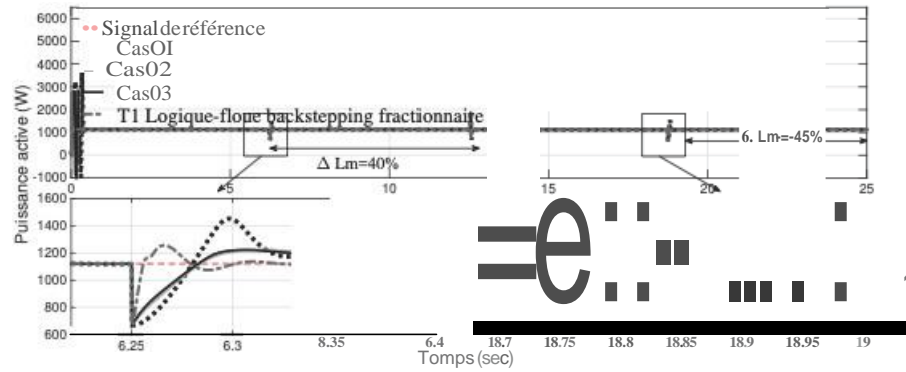


FIGURE 4.26: Puissances actives (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (watt)

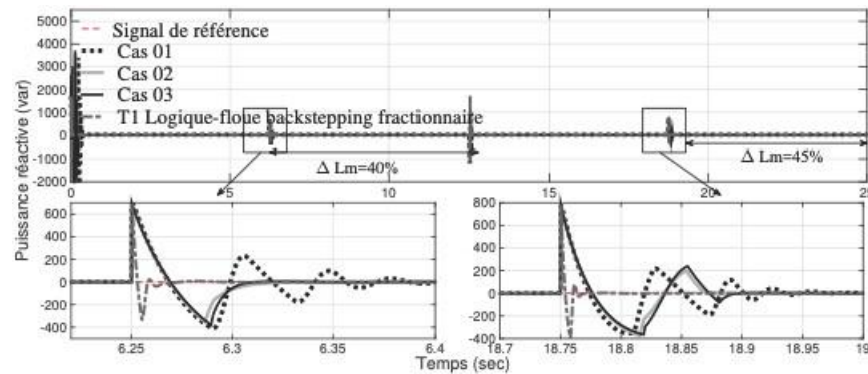


FIGURE 4.27: Puissances réactives (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (var)

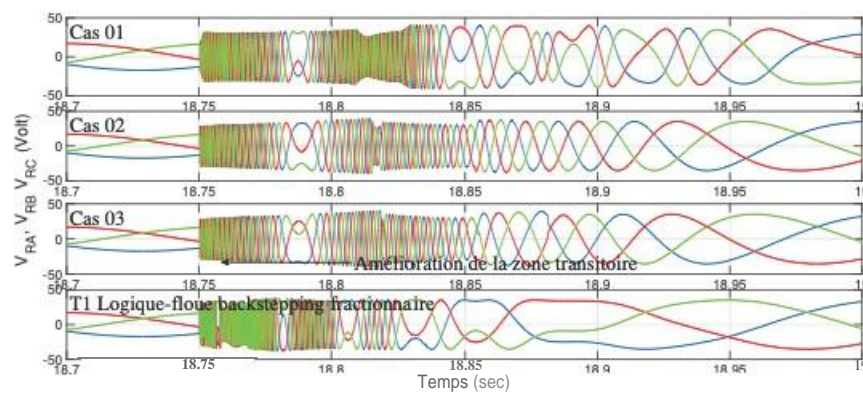


FIGURE 4.28: Tensions triphasées (rotor) - modèle incertain perturbé - zoom (volt)

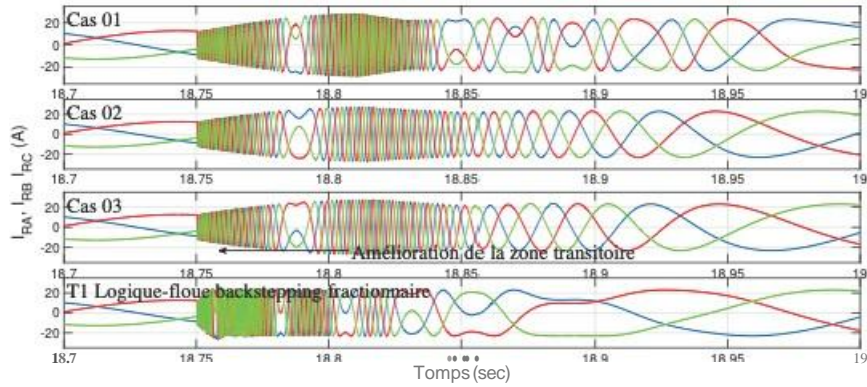


FIGURE 4.29: Courants triphasées (rotor) - modèle incertain perturbé - zoom (Ampère)

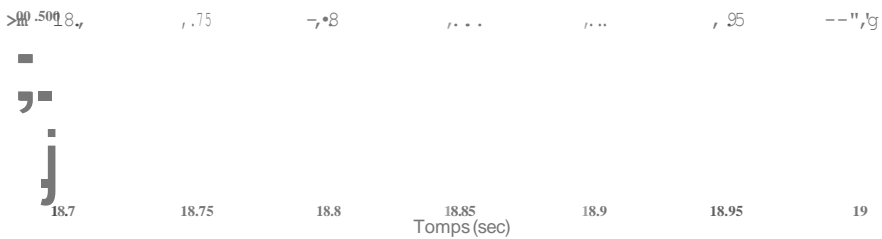


FIGURE 4.30: Tensions triphasées (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (volt)

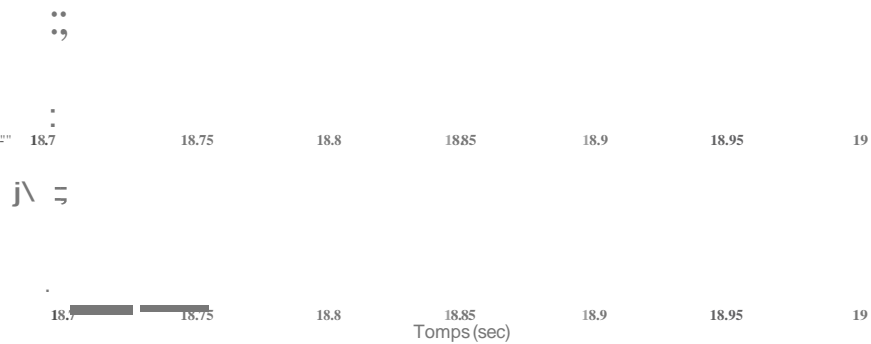


FIGURE 4.31: Courants triphasées (stator) - modèle incertain perturbé - zoom (Ampère)

de commande (à savoir les tensions et courants appliqués au rotor, respectivement figures 4.28 et 4.29), des puissances générées (4.34 et 4.35), et des grandeurs de sortie (tensions et courant au stator respectivement figures 4.30 et 4.31).

Enfin, l'affichage des temps de calcul en ligne (voir figure 4.40) et les performances

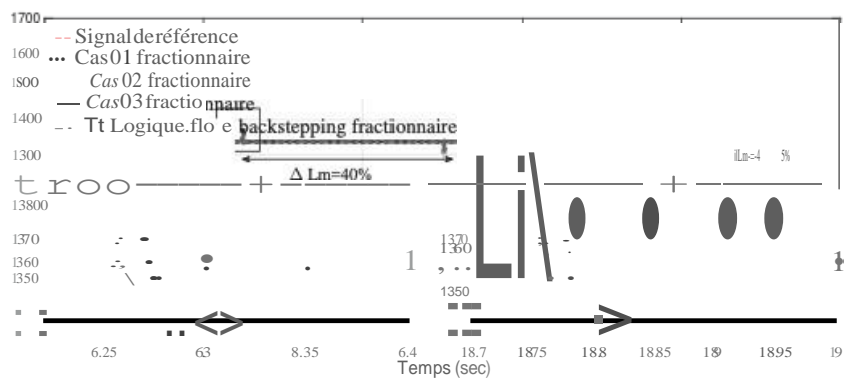


FIGURE 4.32: Vitesses mécaniques - modèle incertain (tr/min) (cas fractionnaire)

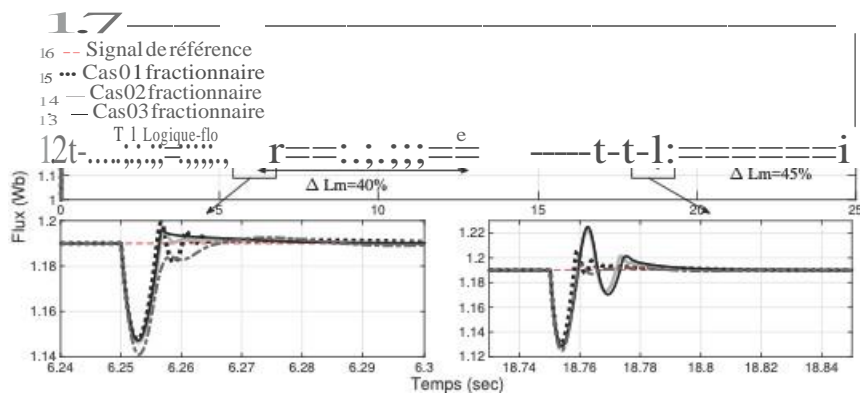


FIGURE 4.33: Estimation des flux - modèle incertain (Wb) (cas fractionnaire)

de contrôle associées prouvent que l'algorithmme fractionnaire utilisant un système flou adaptatif de type-2 représente un choix judicieux et intéressant pour la commande de la GADA. Cet état de fait est un élément supplémentaire qui consolide la conclusion selon laquelle les algorithmmes fractionnaires seraient bien meilleurs que ceux d'ordre entier.

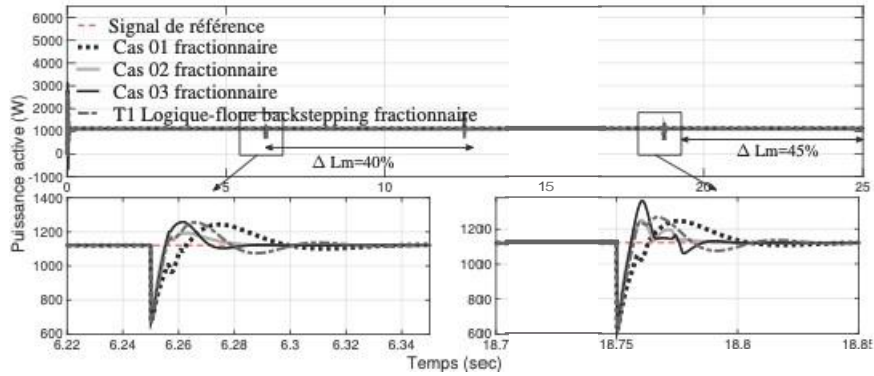


FIGURE 4.34: Puissances actives - modèle incertain (watt) (cas fractionnaire)

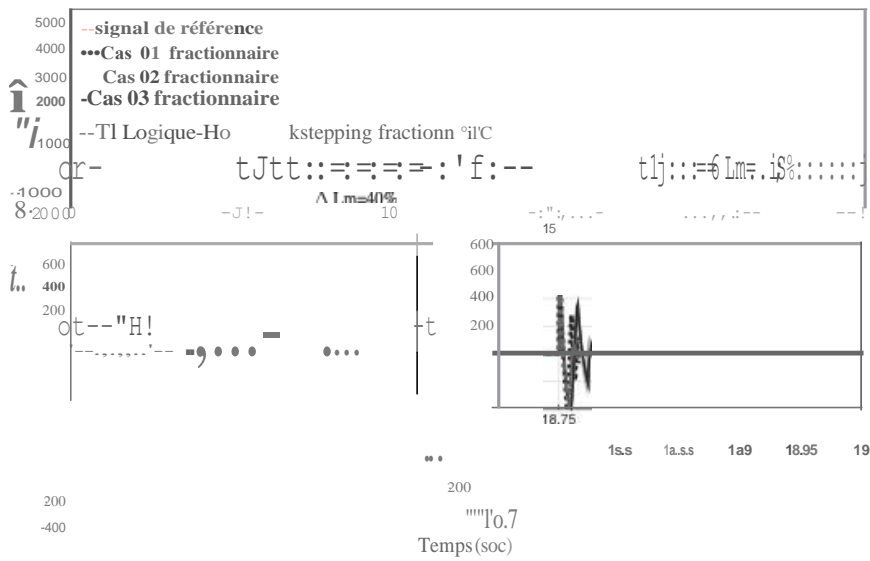


FIGURE 4.35: Puissances réactives - modèle incertain (var) (cas :fractionnaire)

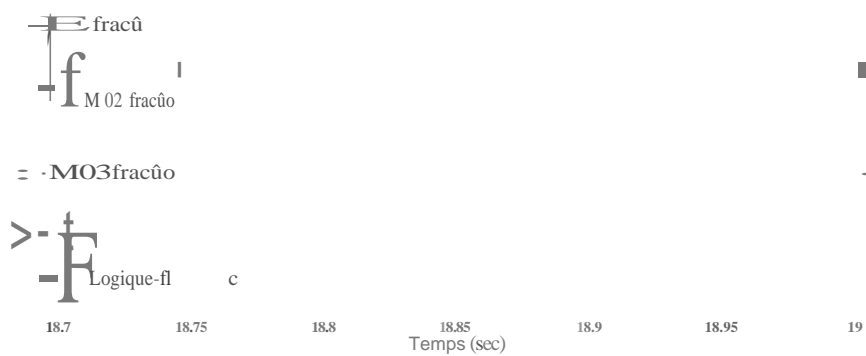


FIGURE 4.36: Tensions triphasées - modèle incertain (volt) (cas :fractionnaire)

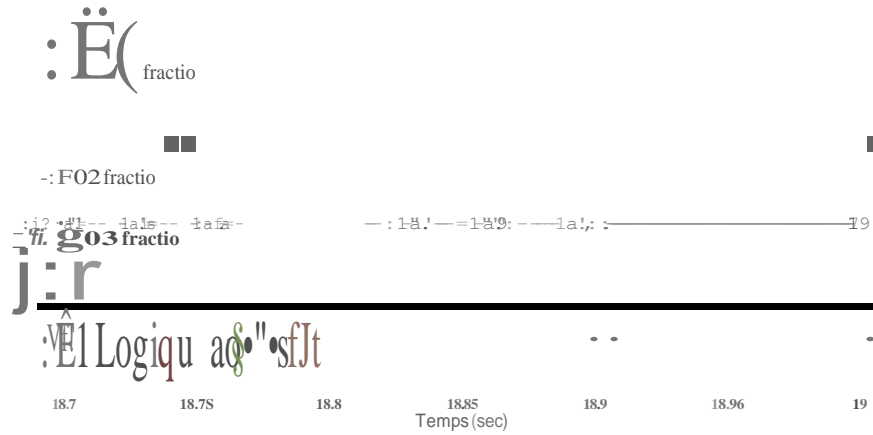


FIGURE 4.37: Courants triphasées - modèle incertain (Ampère) (cas :fractionnaire)

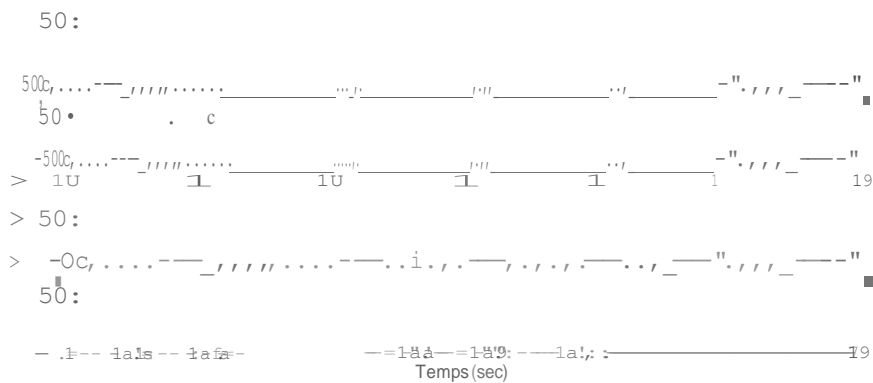


FIGURE 4.38: Tensions triphasées - modèle incertain (volt) (cas fractionnaire)

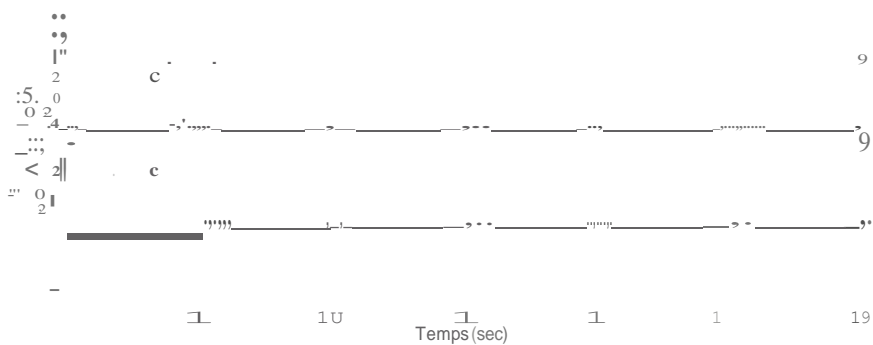


FIGURE 4.39: Courants triphasées - modèle incertain (Ampère) (cas :fractionnaire)

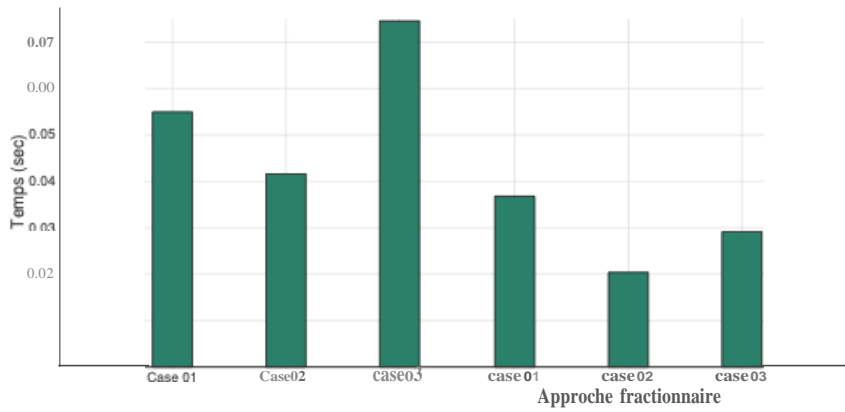


FIGURE 4.40: Temps de calcul

4.4.3 Validation numérique

La simulation sous environnement Matlab permet d'étudier les performances des commandes développées en terme de poursuite, de robustesse et de temps de réponse, ... etc.

Dans la perspective de rendre ces résultats plus fiables (prise en considération des contraintes technologiques, du temps d'échantillonnage, des retards, des temps de traitement de données, ... etc.), on soumet nos approches de commande à une validation par simulation en temps réel via une plateforme numérique.

Celle-ci est principalement composée d'unités de calcul de type Atrnel SAM3X8E ARM Cortex-M3. Le schéma synoptique est donné par la figure 4.39.

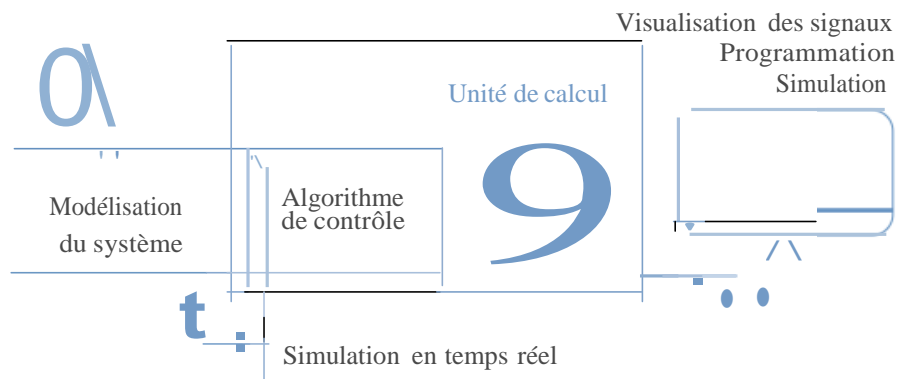


FIGURE 4.41: Synoptique de la plateforme numérique

Le test comprend une simulation en temps réel (Real-time simulation RTS) du modèle régissant le comportement dynamique de la machine ainsi que de l'algorithme de contrôle proposé.

La validation numérique comprend l'application de la loi de commande backstepping fractionnaire floue adaptative de type-2. Les résultats de simulation (présentés par la figure 4.42) sont comparés à ceux obtenus avec Matlab (voir figure 4.43).

De cet essai, il en ressort une similitude entre les deux résultats de simulation syno-

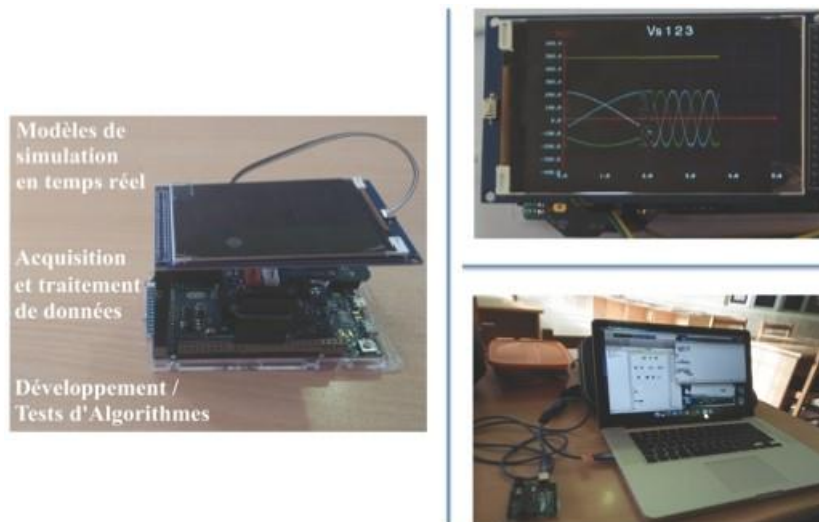


FIGURE 4.42: plateforme numérique

nyme de la faisabilité de ce type d'approche.

4.5 Conclusion

Au terme de ce chapitre, on notera que l'objectif principal étant de présenter un nouveau contrôleur basé sur la technique backstepping utilisant différentes combinaisons de système flou de type-1 Takagi- Sugeno et d'intervalle type-2. La stabilité des lois

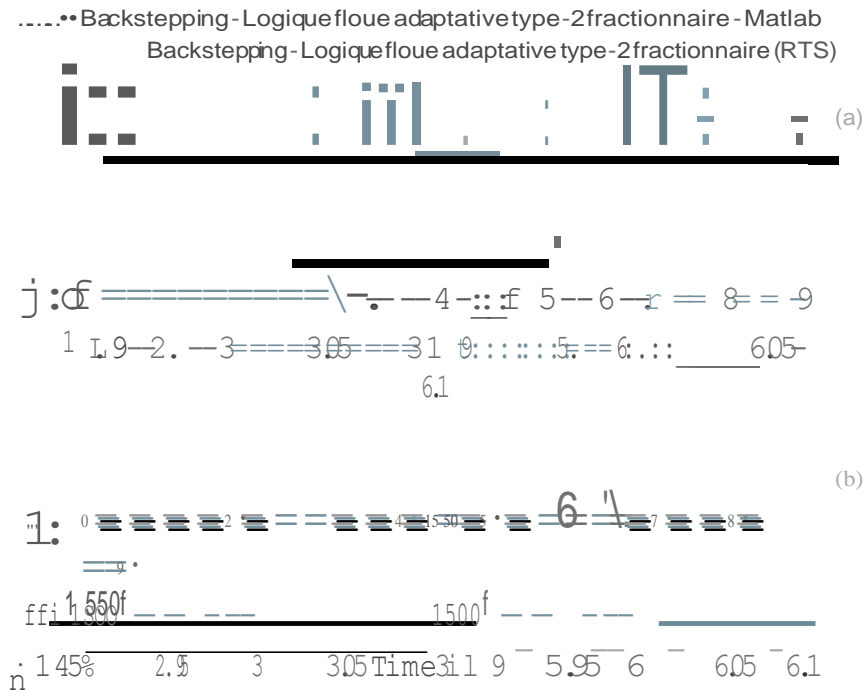


FIGURE 4.43: Puissances actives - modèle incertain (*watt*) (cas fractionnaire)

de contrôles adaptatives est assurée via des fonctions de Lyapunov fractionnaires.

Sur la base de l'analyse des résultats de simulations, on relèvera que l'association de la méthode floue de type-2 avec le contrôleur backstepping dans un ordre fractionnaire constitue un outil efficace à l'amélioration des performances de la GADA et ce par rapport au contrôleur backstepping conventionnel (temps de réponse qui passe de 0.08s à 0.045s; soit une amélioration de 86% et une réduction des phases transitoire qui passe de 0.225s à 0.045s; soit une amélioration de 80%).

Conclusion et travaux futurs

Conclusion générale

Le travail dans cette thèse rentre dans le cadre de la mise en oeuvre de nouvelles commandes de génératrice asynchrone à double alimentation et à vitesse variable.

L'approche consiste à développer, via l'analyse de la stabilité de Lyapunov, des lois de commande adaptatives fractionnaires de type floue basées sur une technique backstepping robuste. Cette commande vise à assurer une extraction de puissance maximale autour de la référence souhaitée.

La première partie aborde les concepts et équations régissant le fonctionnement de la génératrice. L'accent a été mis sur les différentes théories utilisées dans la conception des lois de contrôle et d'autre part, sur la modélisation mathématique de la génératrice en vue de sa commande.

La seconde concerne principalement l'étude du schéma de contrôle Backstepping défini par des opérateurs mathématiques d'ordre fractionnaire. Appliquée au convertisseur coté générateur, cette technique est comparée à son analogue d'ordre entier ainsi qu'une approche PI classique. Bien qu'elle présente dans sa globalité des résultats satisfaisants observés tout au long de son exécution, cette méthode n'en n'est pas dépourvue de limites.

Étant donné que le modèle de la génératrice est par définition incertain, nous préconisons, dans la troisième partie de ce travail, une approche basée sur une méthode combinant la technique backstepping d'ordre entier et fractionnaire à la logique floue adaptative. Cet arrangement mathématique a vocation et objectif de contourner les contraintes liées à la connaissance des paramètres du générateur, condition nécessaire au bon fonctionnement des contrôleurs backstepping conventionnels.

Les lois d'adaptations floues seront calculées en ligne suivant l'analyse de stabilité de Lyapunov. L'application du calcul fractionnaire, à la fois dans le processus de modélisation du système et dans l'algorithme de contrôle, conduit à plus de précision dans la

conception des lois de contrôle adaptatif. Ceci engendre une amélioration des performances du système.

Enfin, une substitution du système flou adaptatif Takagi-Sugeno de type-1 par un autre système adaptatif d'intervalle type-2, dont les performances sont meilleures (prise en charge des incertitudes aussi bien au niveau des variables qu'au niveau des informations linguistiques) est établie dans la quatrième et dernière partie. Afin de réduire le temps de calcul, un ensemble de combinaisons d'algorithme backstepping flou Takagi-Sugeno type-1 et flou d'intervalle type-2 adaptatif a été élaboré. De plus, des simulations sous environnements Matlab puis sur une plateforme numérique sont présentées pour illustrer l'efficacité de chaque approche fractionnaire proposée. L'objectif est de comparer et valider, en temps réel, la faisabilité technique des différents algorithmes de contrôles.

En perspective, nous proposons de poursuivre la mise en œuvre de l'implémentation de l'algorithme de commande fractionnaire backstepping adaptative flous de type-2 dans un dispositif réel ; ainsi que la mise à effet d'une étude approfondie de la convergence permettant de trouver une méthode de choix des paramètres d'ajustement.

Par ailleurs, la démarche préconisée à travers ce travail (utilisation d'algorithmes basés sur une approche fractionnaire) peut trouver d'autres domaines d'application en plus de celui de la commande des génératrices.

Bibliographie

- [1] Liu, Libo and Xie, Da. Performance comparison of two different filter design approaches for torsional vibration damping in a doubly fed induction generator-based wind turbine. *The Journal of Engineering*. 2015. n.6 , pp. 197-204.
- [2] Haddad, Brahim and Liazid, Abdelkrim and Ferreira, Paula . A multi-criteria approach to renewable energies for the Algerian electricity system. *Renewable Energy Elsevier*. 2017. Vol. 107 , pp. 462-472.
- [3] Meenakshi, Ram and Muthu, Ranganath .Doubly fed induction generator for wind energy conversion system-A survey. *International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)*. 2013. pp. 617-628.
- [4] Dubois,Corinne . *Le guide de l'éolien, techniques et pratiques* . ÉDITIONS EYROLLES. France, 2009.
- [5] Fortmann,Jens. *Modeling of Wind Turbines with Doubly Fed Generator System* . Springer Fachmedien Wiesbaden. Germany, 2015.
- [6] Abdelbaset, Adel and Mohamed, Yehia S and El-Sayed, Abou-Hashema M and Ahmed, Alaa Eldin Hussein Abozeid . *Wind Driven Doubly Fed Induction Generator Grid Synchronization and Control* . Springer International Publishing AG. Switzerland,2018.
- [7] Barazarte, Ronald Y and Gonzalez, Guadalupe and Hall, Edilberto . Comparison of electrical generators used for wind power generation. *IEEE Latin America Transactions*. 2011. Vol. 9, n.7 , pp. 1040-1044.
- [8] Yu, Shenglong and Emami, Kianoush and Fernando, Tyrone and Lu, Herbert HC and Wong, Kit Po . State estimation of doubly fed induction generator wind turbine in complex power systems. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2016. Vol. 31, n.6 , pp. 4935-4944 .
- [9] Howard, Dustin F and Liang, Jiaqi and Harley, Ronald G. Short-circuit modeling of DFIGs with uninterrupted control. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2013. Vol. 2, n.1 , pp. 47-57.
- [10] Boutoubat, M and Mokrani, L and Machmoum, M . Control of a wind energy conversion system equipped by a DFIG for active power generation and power quality improvement. *Renewable Energy*. 2013. Vol. 50, pp. 378-386.

- [11] Caron, Jean-Pierre and Hautier, Jean-Paul. *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. éditions Technip . Paris, 1995.
- [12] Kataoka, T and Sato, Y and Bendiabdellah, A . A novel volts/hertz control method for an induction motor to improve the torque characteristics in the low speed range .Fifth European Conference on Power Electronics and Applications . 1993. pp. 485-488.
- [13] Wang, Chun-Chieh and Fang, Chih-Hsing. Sensorless scalar-controlled induction motor drives with modified flux observer. IEEE transactions on energy conversion.2003. Vol. 18, n.2, pp. 181-186.
- [14] DE FORNEL, Bernard .Machines asynchrones :Commande par contrôle scalaire. Techniques de l'ingénieur. Génie électrique. 2006. Vol. 7 , pp. D3622.
- [15] Suetake, Marcelo and da Silva, Ivan N and Goedtel, Alessandro . Universal restart strategy for scalar (V/f) controlled induction machines. IEEE Transactions on Industrial Electronics.2011. Vol. 58, n.3, pp. 750-760.
- [16] Muljadi, Eduard and Singh, Mohit and Gevorgian, Vahan. Doubly fed induction generator in an offshore wind power plant operated at rated V/Hz. IEEE Transactions on Industry Applications.2013. Vol. 49, n.5, pp. 2197-2205.
- [17] Lee, Kibok and Ahmed, Sara and Lukic, Srdjan M. Universal restart strategy for scalar (V/f) controlled induction machines. IEEE Transactions on Industry Applications.2017. Vol. 53, n.6, pp. 5489-5495.
- [18] Depenbrock, Manfred .Direct self control DSC of inverter-fed induction machine .IEEE Trans Power Electronics . 1988. Vol. 3,n.4 ,pp. 420-429.
- [19] Takahashi, Isao and Ohmori, Youichi . High-performance direct torque control of an induction motor .IEEE Transactions on Industry Applications . 1989. Vol. 25, n.2 , pp. 257-264.
- [20] Arbi, Jihen and Ghorbal, Manel Jebali-Ben and Slama-Belkhodja, Ilhem and Charaabi, Lotfi . Direct virtual torque control for doubly fed induction generator grid connection. IEEE Transactions on Industrial Electronics.2009. Vol. 56, n.10, pp. 4163-4173.
- [21] Tremblay, Etienne and Atayde, Sergio and Chandra, Amrith . Comparative study of control strategies for the doubly fed induction generator in wind energy conver-

- sion systems :A DSP-based implementation approach. IEEE Transactions on sustainable energy.2011. Vol. 2, n.3, pp. 288-299.
- [22] Abdelli, Radia and Rekioua, Djamilia and Rekioua, Toufik and Tounzi, Abdelmounaïm . Improved direct torque control of an induction generator used in a wind conversion system connected to the grid. ISA transactions.2013. Vol. 52,pp. 525-538.
- [23] Wiam, Ayrir and Ali, Haddi. Direct torque control-based power factor control of a DFIG. Energy Procedia.2019. Vol. 162 , pp. 296-305.
- [24] Ayrir, W and Ourahou, M and El Hassouni, B and Haddi, A . Direct torque control improvement of a variable speed DFIG based on a fuzzy inference system. Mathematics and Computers in Simulation.2020. Vol. 167, pp. 308-324.
- [25] Blaschke, Felix .The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop system for rotating-field machines . Siemens review . 1972 . Vol. 34, n.3 ,pp. 217-220.
- [26] Canudas De Wit, Carlos .Commande des moteurs asynchrones 1 et 2,Modélisation contrôle vectoriel et DTC .Edition Hermes Science Europe .2000.
- [27] Casadei, Domenico and Profumo, Francesco and Serra, Giovanni and Tani, Angelo .FOC and DTC :two viable schemes for induction motors torque control . IEEE transactions on Power Electronics .2002. Vol. 17, n.5 ,pp. 779-787.
- [28] Wa, Y and Yang, W.Different control strategies on the rotor side converter in DFIG-based wind turbines. Energy Procedia, Elsevier . 2016. Vol. 100, pp. 551-555.
- [29] Duggirala, VN Ananth and Gundavarapu, V Nagesh Kumar .mproved LVRT for grid connected DFIG using enhanced field oriented control technique with super capacitor as extemal energy storage system. Engineering Science and Technology, an International Journal. 2016. Vol. 100, pp. 1742-1752.
- [30] Ananth, DVN and Kumar, GV Nagesh Fault ride-through enhancement using an enhanced field oriented control technique for converters of grid connected DFIG and STATCOM for different types of faults. ISA transactions .2016. Vol. 62, pp. 2-18.

- [31] Marques, Gil D and Iacchetti, Matteo F . Sensorless frequency and voltage control in the stand-alone DFIG-DC system. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2016. Vol. 64, n.3 , pp. 1949-1957.
- [32] Li, Hongmei and Wan, Qiulan and Ma, Zhaoxing . The influence of electrical parameters of double fed induction generator on the transient voltage stability . International Conference on Electrical and Control Engineering .2010. pp. 4422-4424.
- [33] Isidori, Alberto .*Nonlinear Control Systems 2nd Edition* .Springer-Verlag .Berlin . 1989.
- [34] Diethelm, Kai. *The analysis of fractional differential equations : An application-oriented exposition using differential operators of Caputo type* . Springer Science & Business Media . London, 2010.
- [35] CDas, Shantanu. *Functional fractional calculus* . Springer Science & Business Media . Berlin, 2011.
- [36] Ortigueira, Manuel Duarte. *Fractional calculus for scientists and engineers* .Springer Science & Business Media . London, 2011.
- [37] Krishnan, Balachandran and Jayakumar, Kokila .Controllability of fractional dynamical systems with prescribed controls .IET Control Theory & Applications . 2013. Vol. 7, n.9 ,pp. 1242-1248.
- [38] Efe, Mehmet Önder .Fractional order systems in industrial automation-a survey .IEEE Transactions on Industrial Informatics . 2011. Vol. 7, n.4 ,pp.582-591.
- [39] Belmokhtar, Karim and Doumbia, Mamadou Lamine and Agbossou, Kodjo .Novel fuzzy logic based sensorless maximum power point tracking strategy for wind turbine systems driven DFIG (doubly-fed induction generator) .Energy .2014. Vol. 76 , pp. 679-693.
- [40] Assareh, Ehsanolah and Biglari, Mojtaba . A novel approach to capture the maximum power from variable speed wind turbines using PI controller, RBF neural network and GSA evolutionary algorithm . Renewable and Sustainable Energy Reviews . 2015. Vol. 51 , pp. 1023-1037.
- [41] Djoudi, A and Chekireb, H and Berkouk, EM . Robust sliding mode observer/controller of wind energy conversion system based on DFIG .3rd International Conference

- on Systems and Control .2013. pp.886-893.
- [42] Tohidi, Akbar and Shamsaddinlou, Ali and Sedigh, Ali Khaki . Multivariable input-output linearization sliding mode control of DFIG based wind energy conversion system . 9th Asian Control Conference (ASCC) .2013. pp. 1-6.
- [43] Saad, Naggar Hand Sattar,Ahmed A and Mansour, Abd El-Aziz M .Low voltage ride through of doubly-fed induction generator connected to the grid using sliding mode control strategy .Renewable Energy .2015. Vol. 80,pp. 583-594.
- [44] Shah, Anlcit P and Mehta, Axaykumar J . Direct power control of DFIG using super-twisting algorithm based on second-order sliding mode control . 2016 14th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS) .2016. pp. 136-141.
- [45] Wang, Yun and Wu, Qiuwei and Gong, Wenming and Gryning, Mikkell Peter Sidoroff . Hoo Robust Current Control for DFIG-Based Wind Turbine Subject to Grid Voltage Distortions .IEEE Transactions on Sustainable Energy .2016. Vol. 8,n.2 ,pp. 816-825.
- [46] Khemiri, Nihel and Khedher, Adel and Mirnouni, Mohamed Faouzi . A backstepping control strategy applied to the connected hybrid renewable energy system operated in MPPT . Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER) .2013. pp. 1-10.
- [47] Bossoufi, Badre and Aroussi, Hala Alarni and Ziani, El Mostapha and Karim, Mohammed and Lagrioui, Ahmed and Derouich, Aziz and Taoussi, Mohammed . Robust adaptive Backstepping control approach of DFIG generators for wind turbines variable-speed . International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC) .2014. pp. 791-797.
- [48] Bossoufi, Badre and Karim, Mohammed and Lagrioui, Ahmed and Taoussi, Mohammed and Derouich, Aziz . Observer backstepping control of DFIG-Generators for wind turbines variable-speed :FPGA-based implementation .Renewable Energy .2015. Vol. 81,pp. 903-917.
- [49] Tarek, Aounallah and Abdelaziz, Hamzaoui and Najib, Essounbouli and Farid, Bouchafaa . An adaptive backstepping controller of doubly-fed induction generators . 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT) .2015. pp. 1-6.

- [50] Tan, Hualin . Field orientation and adaptive backstepping for induction motor control . Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No. 99CH36370) . 1999. Vol. 4 , pp. 2357-2363.
- [51] Chen, Diyi and Zhang, Runfan and Liu, Xinzhi and Ma, Xiaoyi . Fractional order Lyapunov stability theorem and its applications in synchronization of complex dynamical networks . Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation . 2014. Vol. 19, n.12 , pp. 4105-4121.
- [52] Nikdel, Nazila and Badamchizadeh, Mohammadali and Azimirad, Vahid and Nazari, Mohammad Ali . Fractional-order adaptive backstepping control of robotic manipulators in the presence of model uncertainties and external disturbances . IEEE Transactions on Industrial Electronics .2016. Vol. 63, n.10 , pp. 6249-6256.
- [53] Wei, Yiheng and Chen, Yuquan and Liang, Shu and Wang, Yong . A novel algorithm on adaptive backstepping control of fractional order systems . Neurocomputing . 2015. Vol. 165 , pp. 395-402.
- [54] Fatemi, Seyed Mohammad Jalal Rastegar and Abjadi, Navid Reza and Soltani, Jafar and Abazari, Saeed. Speed sensorless control of a six-phase induction motor drive using backstepping control. IET Power Electronics. 2014. Vol. 7, n.1 , pp. 114-123.
- [55] Bossoufi, Badre and Karim, Mohammed! and Lagrioui, Ahmed and Taoussi, Mohammed and Derouich, Aziz. Observer backstepping control of DFIG-Generators for wind turbines variable-speed :FPGA-based implementation. Renewable Energy. 2015. Vol. 81 , pp. 903-917.
- [56] Mechter, Abderrahmen and Kemih, Karim and Ghanes, Malek . Backstepping control of a wind turbine for low wind speeds. Nonlinear Dynamics. 2016. Vol. 84, n.4 , pp. 2435-2445.
- [57] Echeikh, Hamdi and Trabelsi, Ramzi and Iqbal, Atif and Bianchi, Nicola and Mimouni, Mohamed Faouzi. Comparative study between the rotor flux oriented control and non-linear backstepping control of a live-phase induction motor drive-an experimental validation. IET Power Electronics. 2016. Vol. 9, n.13 , pp. 2510-2521.

- [58] Kammoun, Soulaymen and Sallem, Souhir and Kammoun, Mohamed Ben Ali . Backstepping control for low-voltage ride through enhancement of DFIG-based wind turbines. *Arabian Journal for Science and Engineering*. 2017 . Vol. 42, n.12 • pp. 5083-5099.
- [59] Leal, MA and Gibson, JS . A first-order Lyapunov robustness method for linear systems with uncertain parameters . *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1990 . Vol. 35, n.9 , pp. 1068-1070.
- [60] Debeljković, Dragutin and Visnjić, Nemanja and Pješević, Milmir . The stability of linear continuous singular systems in the sense of Lyapunov : An overview. *Scientific Technical Review*. 2007 . Vol. 57, n.1 , pp. 51-65.
- [61] Malisoff, Michael and Mazenc, Fr. *Constructions of strict Lyapunov functions* . Springer Science & Business Media . London, 2009.
- [62] AChiang, Hsiao-Dong. *Direct methods for stability analysis of electric power systems : theoretical foundation, BCU methodologies, and applications* . John Wiley & Sons. USA, 2011.
- [63] Choukchou-Braham, Amal and Cherki, Brahim and Djemai, Mohamed and Busawon, Krishna. *Analysis and control of underactuated mechanical systems* . Springer Science & Business Media . London, 2013.
- [64] Li, Zheng and Zhang, Ruihua and Du, Yumei and Ge, Qiongxuan and Zhao, Cong. Research on Backstepping Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Based on Lyapunov Stability Theory. 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). 2018 . pp. 1348-1351.
- [65] Aounallah, Tarek and Essounbouli, Najib and Harnzaoui, Abdelaziz and Bouchafaa, Farid . Algorithm on fuzzy adaptive backstepping control of fractional order for doubly-fed induction generators . *IET Renewable Power Generation* . 2018. Vol. 12, n.8 , pp. 962-967.
- [66] Ezziani, N and Essounbouli, N and Harnzaoui, A . Backstepping fuzzy adaptive controller of induction machine . 16th Mediterranean Conference on Control and Automation . 2008 . pp. 1622-1627.
- [67] Ezziani, Nabil and Essounbouli, Najib and Hamzaoui, Abdelaziz . An AFB controller of induction machine under amplitude and rate saturation constraints . 35th

- Annual Conference of IEEE Industrial Electronics .2009. pp. 1026-1032.
- [68] Mendel, Jerry M . *Uncertain Rule-Based Fuzzy Logic Systems* . Edition Prentice Hall PTR . USA, 2001.
- [69] Antão, R6mulo. *Type-2 Fuzzy Logic : Uncertain Systems' Modeling and Control* .Springer.Singapore, 2017.
- [70] Castillo, Oscar and Melin, Patricia .*Type-2fuzzy logic : theory and applications* . Springer.Berlin, 2008.
- [71] Ezziani, Nabil and Hussain, Ayman and Essounbouli, Najib and Hamzaoui, Abdelaziz . Backstepping adaptive type-2 fuzzy controller for induction machine . IEEE International Symposium on Industrial Electronics .2008. pp. 443-448.

Annexe

AI/ Production d'électricité d'origine éolienne

Le graphique 1 représente la progression, à l'échelle mondiale, des puissances installées en terme d'énergies renouvelables et en particulier l'éolien au cours de ces dernières années (de 2008 à 2017). Cet aperçu met en évidence la part de l'éolien (de 10,87 % en 2008 à 23,56 % en 2017) dans la mise en place d'un modèle énergétique durable et respectueux de l'environnement.

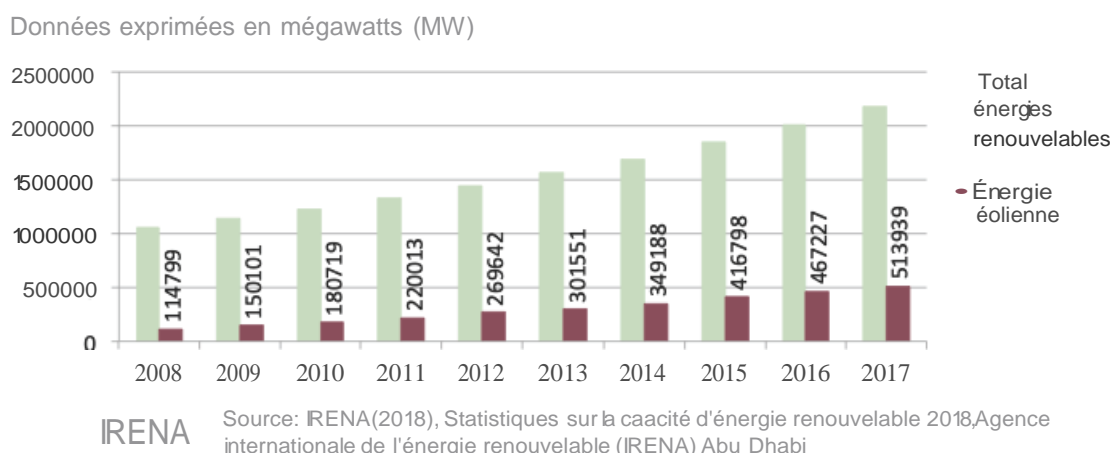


FIGURE 1 : Capacité maximale nette de génération des centrales électriques et autres installations utilisant des sources d'énergie renouvelables pour produire de l'électricité dans le monde

Pour ce qui est de l'Algérie, le pays disposerait d'un des plus importants potentiels au monde en matière de ressources fossiles et d'énergies propres (solaire, éolienne, etc.) (agence américaine d'information en énergie EIA-2018/Energy Information Administration). Le programme de développement national (revue en 2015), prévoit une production à l'horizon 2030, l'équivalent de 22.000 MW d'électricité de source renouvelable dont 5010 MW pour l'éolien (essentiellement dans le sud du pays "figure 2"). Cette stratégie a pour objective de développer des filières d'avenir et permettra au pays à terme, d'être un acteur énergétique régional incontournable.

A2/ Technique d'extraction du maximum de puissance

Dans les faits, un aérogénérateur ne peut convertir que partiellement la puissance du vent captée. En effet, la puissance disponible sur l'arbre de la turbine est fonction du coefficient de puissance C_p :

$$P_m = C_p P_{mt} = C_p (\lambda) \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V_1^3$$

Avec :

$$\lambda = \frac{U}{V} = \frac{\Omega R}{V}$$

U : vitesse de l'extrémité des pales (en *mis*)

V : vitesse du vent (en *mis*)

V_i : Vitesse du vent en amont de l'éolienne

Ω : vitesse angulaire du rotor (en rad/s)

R : rayon de la surface balayée par les pales de l'éolienne

ρ : densité de l'air $1,225 \text{ kg.m}^3$ à 15°C et à pression atmosphérique 1,0132 Bar

Les techniques d'extraction du maximum de puissance (Maximum Power Point Tracking MPPT) consistent à déterminer la vitesse de la turbine qui permet l'obtention des performances souhaitées.

Le couple électromagnétique de référence r_{em_ref} est déterminée par la relation suivante :

$$r_{em_ref} = PI (\dot{n}_r - 0)$$

Où :

$$O_{ref} = K(O_{iu.rbine_ref})$$

K : est le gain du multiplicateur

$$O_{ref} = K(O_{iu.rbine_ref})$$

$$\dot{n}_{turbine_ref} = \frac{C_p m \cdot u \cdot V}{R}$$

Différentes technologies du correcteur peuvent être considérées pour l'asservissement de la vitesse. Dans notre étude, le régulateur du type proportionnel intégral (**PI**) a été sélectionné (voir figure 3).

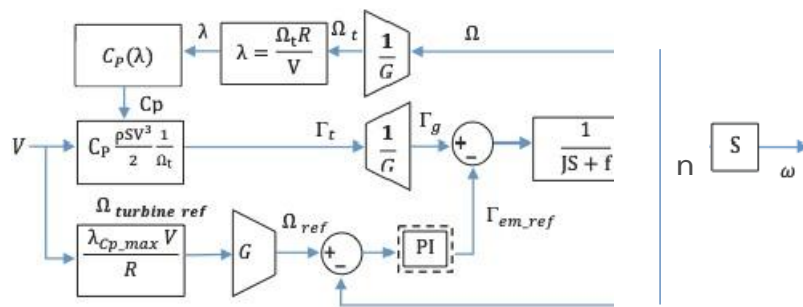


FIGURE 3 :Schéma bloc de la MPPT avec asservissement de la vitesse utilisant le régulateur PI

A3/ Transformation de phase

- Transformation triphasée diphasée : Grandeurs abc - Grandeurs $cx/3$ - Grandeurs dq

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}$$

La transformation des grandeurs diphasées du repère fixe $cx/3$ vers le repère tournant $d-q$ s'exprime par :

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\angle P) & \sin(\angle P) \\ -\sin(\angle P) & \cos(\angle P) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} f_a \\ f_p \end{bmatrix}$$

Où : $\left| \begin{array}{l} \angle P \text{ est l'angle entre le repère diphasé fixe et le repère tournant } d-q. \end{array} \right.$

Le passage de abc au repère $d-q$ est donné directement par :

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\angle P) & \cos(\angle J-Y) & \cos(\angle J+Y) \\ -\sin(\angle J) & -\sin(\angle P-Y) & -\sin(\angle P+Y) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}$$

Avec : $\left| \begin{array}{l} \frac{1}{\sqrt{3}} = \frac{2}{3} \end{array} \right.$

- Transformation diphasée triphasée : Grandeurs dq - Grandeurs $cx/3$ - Grandeurs abc

Les transformations inverse peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\angle P) & -\sin(\angle J) \\ \sin(\angle P) & \cos(\angle P) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}$$

Ainsi, le passage du repère d - q au abc est donné par :

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) \\ \cos(\alpha + 120^\circ) & -\sin(\alpha + 120^\circ) \\ \cos(\alpha + 240^\circ) & -\sin(\alpha + 240^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix}$$

A4/ Onduleur de tension triphasé

La figure 3 illustre la structure générale d'un onduleur de tension composé de trois bras indépendants intégrant des interrupteurs (deux pour chaque bras).

Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Afin d'éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs (K1 et K4), (K2 et K5), (K3 et K6) sont contrôlés de manière complémentaire.

En se basant sur les suppositions suivantes :

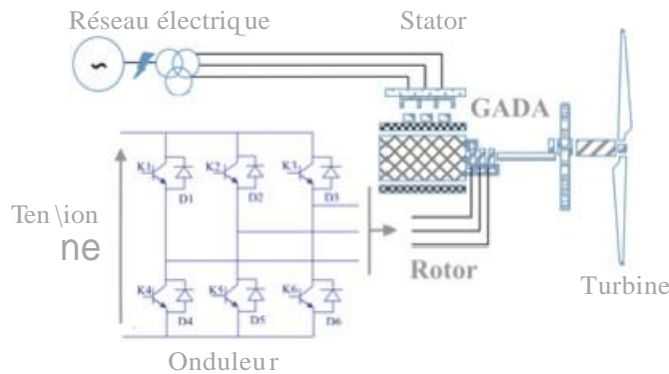


FIGURE 3 :Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant la GADA

- Commutation instantanée des interrupteurs
- Chute de tension négligeable aux bornes des interrupteurs

En outre, le modèle mathématique de l'onduleur se base sur une fonction logique dite de connexion S_j , cette dernière est commandée à l'ouverture et à la fermeture.

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ est ferm} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Où :

- K_i : est un interrupteur
- $i = (1, 2, 3)$
- $j = (a, b, c)$

Ainsi, les équations représentatives des tensions entre phases sont données par :

$$\begin{cases} U_{ab} = (S_a - S_b) U \\ U_{bc} = (S_b - S_c) U \\ U_{ca} = (S_c - S_a) U \end{cases}$$

Avec : $\left| \begin{array}{l} U : \text{est la tension OC} \end{array} \right.$

Le système étant équilibré, on aura :

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

Les tensions sont données par :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_{ab} - U_{cb}}{3} = \frac{U}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{U_{bc} - U_{ca}}{3} = \frac{U}{3} (2S_b - S_a - S_c) \\ V_c = \frac{U_{ca} - U_{bc}}{3} = \frac{U}{3} (2S_c - S_a - S_b) \end{cases}$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur est :

$$I = S_a I_a + S_b I_b + S_c I_c$$

Il est à noter qu'il existe de nombreuses méthodes de commande des onduleurs. Cependant dans cette étude, nous nous sommes intéressés à la Modulation de la Largeur d'impulsion (MLI) de type triangulo-sinusoidal.e.

A4-11 La modulation de la largeur d'impulsion

La stratégie triangulo-sinusoidale consiste à comparer une onde sinusoidale dite modulante avec une onde triangulaire dite porteuse de fréquence plus élevée. Dans ce cas, la fonction logique S_j est définie comme suit :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ref} > V_{tri} \\ 0 & \text{si } V_{ref} < V_{tri} \end{cases}$$

Les équations de l'onde porteuse sont données par :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T''} - (4n+1) & \text{si } t \in [nT_{II}, (n+1)T_{II}] \\ -\frac{4t}{T''} + (4n+3) & \text{si } t \in [(n+1)T_{II}, (n+2)T_{II}] \end{cases}$$

Où:

n : est un entier naturel
 $T_{II} = \frac{1}{f_c}$: est la période de la porteuse
 f_c : est la fréquence de la porteuse

Le signal du modulant est défini par l'équation suivante :

$$V_m = r \sin[(2\pi f_c)t - 2(j-1)\pi] \quad (4.22)$$

Avec:

$r = \frac{A_m}{A_p}$: est le rapport des amplitudes
 A_m : est l'amplitude de la modulante
 A_p : est l'amplitude de la porteuse

Le résultat de simulation sous environnement Matlab est fourni par la figure 4.

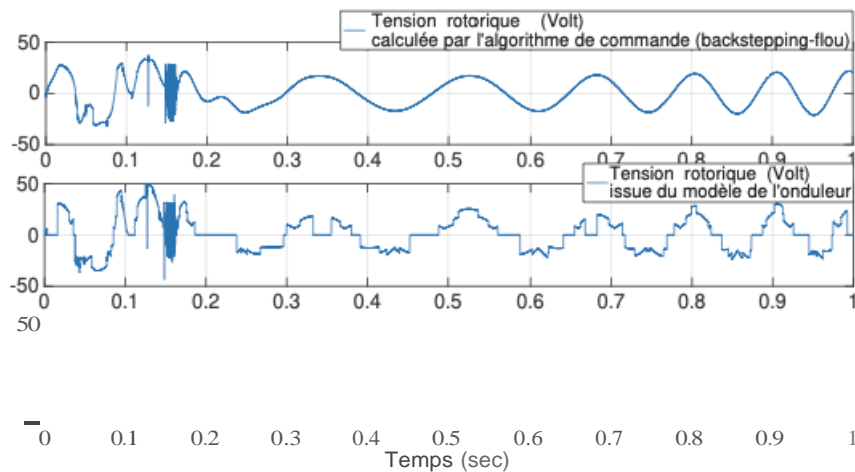


FIGURE 3 :Tension rotorique simple-phase (volt) issue de l'onduleur à trois niveaux

AS/ Commande vectorielle de la GADA

Les techniques de commande backstepping développées à travers cette étude ont été comparées à une méthode vectorielle classique équipée de régulateurs du type proportionnel intégral (PI).

L'approche vectorielle permet un contrôle indépendant des puissances actives et réactives. La modélisation diphasée de la génératrice a été effectuée à travers une orientation du flux statorique ($\psi_{ds} = \psi_s$ et $\psi_{qs} = 0$).

Le couple électromagnétique s'écrit alors :

$$\Gamma_{em} = p \frac{L_m}{L_s} I_{qr} \psi_{ds}$$

L'équation du flux devient :

$$\begin{aligned} \psi_{ds} &= L_{s} i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \psi_{qs} &= L_{s} i_{qs} + L_m i_{qr} \end{aligned}$$

À travers certaines hypothèses sur lesquelles nous bâtissons notre raisonnement :

- un réseau électrique stable
- un flux statorique constant ψ_s
- une résistance des enroulements statorique négligeable (machines de forte puissance)

Les équations des tensions statoriques sont données par :

$$\begin{aligned} u_{ds} &= \frac{d\psi_{ds}}{dt} \\ u_{qs} &= \omega_s \psi_s = V \end{aligned}$$

Où : ω_s : désigne la pulsation électrique des grandeurs statoriques;

Les expressions mathématiques des courants statoriques sont données comme suit :

$$\begin{cases} i_{ds} = -\frac{L_m}{L_s} i_{dr} + \frac{\psi_s}{L_s} \\ i_{qs} = -\frac{L_m}{L_s} i_{qr} \end{cases}$$

Les puissances actives et réactives statoriques s'écrivent de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
 P &= v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \\
 &= v J_{qs} \\
 &= -V_s \frac{L_m}{L_s} i_{qr} \\
 Q &= v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \\
 &= v i_{ds} \\
 &= -V_s \frac{L_m}{L_s} i_{dr} + V_s \frac{L_m^2}{L_s^2} i_{qr}
 \end{aligned}$$

L'équation du flux statorique est la suivante :

$$\varphi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$$

Après certaines transformations mathématiques, les expressions (simplifiées) des puissances sont données de la manière suivante ;

$$\begin{cases}
 P = -V_s \frac{L_m}{L_s} i_{qr} \\
 Q = -V_s \frac{L_m}{L_s} i_{dr} + \frac{V_s^2}{L_s \omega_s}
 \end{cases}$$

En considérant les équations des flux suivantes :

$$\begin{aligned}
 \varphi_{dr} &= \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{dr} + L_m \frac{V_s}{\omega_s} \\
 \varphi_{qr} &= \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{qr}
 \end{aligned}$$

On obtient les expressions des tensions appliquées au rotor :

$$\begin{cases}
 V_{dr} = R_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{d i_{dr}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{qr} \\
 V_{qr} = R_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{d i_{qr}}{dt} + g \omega_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{dr} + g \frac{L_m V_s}{L_s}
 \end{cases}$$

Où : g : désigne le glissement de la génératrice asynchrone

Ainsi, la commande en puissance de cette machine s'effectue soit :

- en négligeant le terme de découplage (méthode directe)
- en tenant compte des termes de couplage (méthode indirecte)