

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

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi-Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'électromécanique

N° de série :

N° d'ordre :

Thèse

Pour l'Obtention du diplôme de
DOCTORAT

Spécialité : Electrotechnique

Option : Machines électriques

Présentée par :

MILLES Abdessmad

Thème

**Contribution à la commande d'une génératrice asynchrone
double étoile utilisée dans un système éolien.**

Soutenue le : 16/11/2025

Devant le Jury composé de :

Nom et Prénom	Grade	Qualité	Université
KESSAL Abdelhalim	Pr	Président	Bordj Bou Arreridj
MERABET Elkheir	Pr	Rapporteur	Bordj Bou Arreridj
RAHMANI Lazhar	Pr	Examineur	Sétif -1-
RADJEAI Hammoud	Pr	Examineur	Sétif -1-
ZEBIRI Fouad	MCA	Examineur	Bordj Bou Arreridj
TALHAOUI Hicham	Pr	Examineur	Bordj Bou Arreridj

À mes parents,

Merci pour votre amour inconditionnel, votre soutien sans faille et vos prières silencieuses.

À ma précieuse épouse,

Ta patience, tes sacrifices et ton soutien indéfectible ont été la lumière de mes jours les plus sombres. Merci pour ta présence constante et ton amour. Cette réussite est autant la tienne que la mienne.

À ma fille ARYAM adorée,

Que ce travail soit une source d'inspiration pour toi. Tu es ma plus belle réussite.

À mes frères et sœurs, ainsi qu'aux familles MILLES et la famille DAÏFI ,

Merci pour vos encouragements et votre confiance.

Mr. MILLES Abdessmad

Remerciements

*Au nom d'Allah, le Clément, le Miséricordieux. Louange à Allah, prière et salut sur
Son Prophète, sa famille et ses compagnons.*

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à **Pr. MERABET Elkheir** de l'Université
de Bordj Bou Arréridj pour ses conseils avisés, son soutien et son encadrement tout au
long de ce travail.*

*Mes sincères remerciements vont également à **Pr. KESSAL Abdelhalim**, Président
du jury, pour l'honneur qu'il m'a fait en présidant cette soutenance.*

Je remercie chaleureusement les membres du jury :

**Pr. RAHMANI Lazhar, Pr. RADJELI Hammoud, Dr. ZEBIRI Fouad et
Pr. TALHAOUI Hicham** pour leur disponibilité et leurs remarques enrichissantes.

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude au **Dr. BENBOUHENNI Habib** pour son
aide précieuse et leurs encouragements tout au long de ce parcours.*

Publications Revues Internationales :

1. **Milles Abdessmad**, Elkheir Merabet, Habib Benbouhenni, Naamane Debdouche, and Ilhami Colak. "Robust control technique for wind turbine system with interval type-2 fuzzy strategy on a dual star induction generator." *Energy Reports* 11 (2024): 2715-2736.
2. **Milles, A**, Benbouhenni, H., Debdouche, N., Yessef, M., &Elbarbary, Z. M. S. (2024). An innovative MRAS-based technique for online detection of short-circuit faults in three-phase induction motor windings. *Electrical Engineering*, 1-22.
3. **Milles, A**, Benbouhenni, H., Bensedira, N., Bizon, N., Debdouche, N., Colak, I., ... &Alammar, M. M. (2025). Experimental verification of the six sectors neural DTC approach of squirrel cage induction motors. *Scientific Reports*, 15(1), 10787.
4. **Milles, A**, Merabet, E., Benbouhenni, H. et al. Enhancing the backstepping control approach competencies for wind turbine systems using a dual star induction generator. *Sci Rep* 15, 13383 (2025).
5. **Milles, A**, Merabet, E., Benbouhenni, H., Alhejji, A., Batiyah, S., Alraddadi, M., & Mousa, M. (2025). Improving wind turbine performance in dual-star induction generator systems with fractional-order fuzzy PID control. *Heliyon*, 11(14).
6. Benbouhenni H, **Milles A**, Bizon N. Experimental Evaluation of Feedback Proportional–Integral Control for Improving the Efficiency and Sustainability of DFIG Systems in Renewable Energy Applications. *Sustainability*. 2025; 17(23):10667. <https://doi.org/10.3390/su172310667>

Publications Conférences Internationales :

- 1- **MILLES Abdessmad**, BENSEDIRA Nouredinea , and AGGOUNE Mohammed-Salaha "ENHANCING POWER MANAGEMENT IN HYBRID RENEWABLE ENERGY SYSTEMS USING ARTIFICIAL INTELLIGENCE IN ISOLATED AREAS" *International Multidisciplinary Conference "Challenges of Contemporary Higher Education" - CCHE 20224*. Kopaonik, Serbia
- 2- **MILLES Abdessmad**, Abdelaziz Belhait , Mohammed-Salah Aggoune and Nouredine Bensedira "Optimizing PI Regulators for DFIGs in Wind Energy Using Artificial Intelligence" *IEEE 2nd INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING AND AUTOMATIC CONTROL IEEE ICEEAC 2024* .12-14 Mai 2024, Setif, Algeria
- 3- **MILLES Abdessmad**, Abdelaziz BELHAIT and Elmoataz TEBBAKH "Streamlined Computational Approaches for Solar PV Water Pumping Mechanism Optimization "the International Conference on Renewable Energy Applications in Agriculture (ICREAA'24), URAER, Ghardaïa, Algeria, from 13th to 14th, November 2024.

- 4- **MILLES Abdessmad** "A New hybrid GWO-fuzzy second order sliding mode controller enhance speed of Induction Motor with Direct Torque Control " has participated in 3rd International Conference on Engineering, Natural and Social Sciences ICENSOS 2024 on May 16- 17, 2024 in Konya, Turkey

Publications Conférences nationales :

- 1- **Abdessmad MILLES** ,Ghoulemallah Boukhalfab ,Elkheir Merabetaand Messaoud Boubirc" Improvement in Field Oriented control of Dual Star Induction Generator using Fuzzy technique for wind energy conversion", *1st National Conference on Thermal Engineering- Renewable and Conventional Processes, October 25-26, 2022 | Batna, Algeria*
- 2- **Abdessmad MILLES**, Elkheir MERABET, Nouredine BENSEDIRA, Ghoulemallah BOUKHALFA et Messaoud BOUBIR "A Hybrid Backstepping Sliding Mode Controller for a 6-Phase Induction Generator for Wind Turbine Energy Production"*Séminaire National de la Physique, Chimie et leurs applications (NSPCA '23)*
- 3- **Abdessmad MILLES**, Nouredine BENSEDIRA, Hafsia SALEM, Merabet ELKHEIR et Boukhalfa GHOULEMALLAH"Robust control of 6 phase induction generator-based wind energy conversion system with super-twisting continuous sliding mode controllers"*Le 1er Séminaire National sur les Matériaux pour l'Environnement et le Développement Durable (MEDD) March 6 th -7th 2023..*
- 4- **Abdessmad MILLES**, Nouredine BENSEDIRA and Hafsia SALEM, "Optimizing Design of Solar PV Water Pumping Systems using Computational Approach and Simulation Software"*THE NATIONAL VIRTUAL CONFERENCE ALGERIAN CONFERENCE ON MECHANICS AND SOLAR ENERGY. OUARGLA-ALGERIA 17-18 JUNE 2023 .*
- 5- **Abdessmad MILLES** ,BENSEDIRA Nouredine, AGGOUNE Mohammed-Salah and SALEM Hafsia " Strategic Energy Management in Stand-Alone Hybrid Power Systems using Adaptive Neuro-Fuzzy Inference Systems" *The First National Conference Of Materials Sciences And Renewable Energy CMSRE23 .*

Sommaire

Sommaire	I
Liste des figures	IV
Liste des tableaux	VII
Listes des Acronymes et Symboles	VIII
Introduction générale	XI
CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR L'ENERGIE DE TYPE EOLIEN	
I.1 Introduction	1
I.2 L'avenir de l'énergie éolienne dans le monde.....	1
I.2.1 Transition vers l'énergie éolienne.....	2
I.2.2 Réponse mondiale aux Crises énergétiques.....	3
I.2.3 Tendances du marché mondial de l'énergie éolienne en 2023.....	4
I.2.3.1 Marché de l'éolien terrestre	5
I.2.3.2 Marché de l'éolien offshore	6
I.2.4 Analyse de marché et politiques énergétiques mondiales.....	7
I.2.5 Analyse du cycle de vie des parcs éoliens.....	8
I.2.6 Evolution de la taille des éoliennes terrestres et offshore, 1980-2030.....	9
I.3 Historique de l'énergie éolienne en Algérie.....	10
I.3.1 Évaluation du potentiel éolien pour la production d'électricité en Algérie.....	11
I.3.2 Étude du gisement éolien en Algérie.....	12
I.3.3 Parc éolien Cabertein willya de Adrar.....	12
I.3.3.1 Propriétés du parc éolienne.....	12
I.3.3.2 Données météorologiques.....	13
I.4 Conclusion.....	14
CHAPITRE II : SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE BASE SUR GASDE	
II.1 Introduction.....	15
II.2 Étude et modélisation de la GASDE.....	15
II.2.1 Étude expérimentale d'une GASDE.....	15
II.2.1.1 Représentation du matériel expérimentale.....	16
II.2.1.2 Règles de base pour la conception des bobinages de courant alternatif.....	17
II.2.1.3 Type des bobinages pour machine électriques.....	18
II.2.1.4 Enroulements à une et deux couches.....	19
II.2.1.5 Contraintes de conception et de bobinage d'une MASDE.....	20
II.2.1.6 Différentes configurations de bobinages à six phases.....	22
II.2.1.7 Bobinage du stator.....	22
II.2.1.8 Conception de l'enroulement statorique.....	23
II.2.1.9 Conception du MASDE.....	27
II.2.1.10 Identification des paramètres du MASDE.....	27

II.2.1.11 Résultats de l'identification des paramètres du moteur asynchrone...	28
II.2.1.12 Avantages et les inconvénients des machines multiphasées	28
II.2.2 Modélisation de GASDE.....	31
II.2.2.1 Brève description de la GASDE.....	31
II.2.2.2 Hypothèses simplificatrices pour l'étude de la GASDE.....	33
II.2.2.3 Modèle de la GASDE dans le repère naturel (a, b, c).....	33
II.2.2.4 Modèle de la GASDE dans les axes (d,q).....	40
II.2.2.5 Modélisation de l'auto-amorçage.....	46
II.2.2.6 Modélisation mathématique des convertisseurs électroniques de puissance.....	48
II.2.2.7 Modélisation du Filtre	51
II.2.2.8 Modèle électro-mathématique de l'onduleur en charge.....	52
II.2.2.9 Stratégie de commande par modulation sinus triangle.....	53
II.2.2.10 Stratégie de commande par modulation vectorielle principe.....	54
II.3 Modélisation aérodynamique et mécanique d'une éolienne.....	58
II.3.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine...	59
II.3.2 Origine et du comportement du vent.....	60
II.3.3 Modèle du profil de vent.....	60
II.3.4 Types de fonctionnement aérodynamique des éoliennes.....	61
II.3.4.1 Éoliennes à force de traînée.....	61
II.3.4.2 Éoliennes à force de portance	61
II.3.5 Modèle de la partie mécanique.....	62
II.3.5.1 Modèle de la turbine.....	63
II.4 Conclusion.....	66
CHAPITRE III: ANALYSE DE PERFORMANCE DES GASDE :	
COMPARAISON ENTRE LE CONTROLE PI ET FLC-T1	
III.1 Introduction.....	67
III.2 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la GASDE	68
III.2.1 Principes.....	69
III.2.2 Procédé de commande par orientation du flux.....	70
III.2.3 Techniques de contrôle vectoriel.....	71
III.2.3.1 Technique directe.....	71
III.2.3.2 Technique indirecte.....	71
III.2.3.3 Technique vectorielle indirecte de la régulation de vitesse par PI...	71
III.2.3.4 Bloc de défluxage.....	72
III.2.3.5 Contrôle de l'onduleur côté réseau électrique.....	73
III.2.3.6 Calcul de la tension du bus continu.....	73
III.2.3.7 Régulation de la tension du bus continu.....	73
III.2.3.8 Régulation des courants.....	74
III.2.3.9 Calcul des courants de références	75
III.2.3.10 Schéma bloc du contrôle des courants.....	75
III.3 Commandes par logique Flou Type-1.....	76

III.3.1 Théorie de la Logique Floue de Type 1.....	77
III.3.2 Fonctions	78
III.3.2.1 Fonction d'appartenance Trapézoïdale.....	78
III.3.2.2 Fonction d'appartenance Triangulaire.....	78
III.3.2.3 Fonction d'appartenance exponentielle par Morceaux.....	79
III.3.2.4 Fonction d'appartenance Gaussienne.....	79
III.3.2.5 Fonction d'appartenance Singleton.....	80
III.3.2.6 Fonction sigmoïde.....	80
III.3.3 Propriétés des ensembles flous.....	81
III.3.3.1 Support.....	81
III.3.3.2 Hauteur.....	81
III.3.3.3 Noyau (core).....	81
III.3.4 Opérations de base.....	82
III.3.5 Variables Linguistiques.....	82
III.3.6 Commande MPPT par la logique floue T1.....	83
III.3.6.1 Description générale sur le système (Turbine - GASDE).....	83
III.3.6.2 Fuzzification.....	85
III.3.6.3 Défuzzification.....	86
III.3.6.4 Base des règles et interface floue.....	86
III.4 Résultats et discussion	87
III.4.1 Test comparative FLC-T1 avec PI.....	88
III.5 Conclusion.....	92
CHAPITRE IV : ETUDE DE L'EFFICACITE DU CONTROLE IT2-FLC	
DANS UN SYSTEME EOLIEN CONNECTE AU RESEAU	
IV.1 Introduction.....	93
IV.1.1 Applications et développements de la logique IT2-FLC.....	94
IV.1.2 Terminologie de la T2-FLC	95
IV.1.3 Opérations mathématiques sur les ensembles T2-FLC	99
IV.2 Contrôle IT2-FL de GASDE.....	104
IV.2.1 Conception du régulateur T2-FLC.....	105
IV.2.2 Fuzzification des entrées.....	106
IV.2.3 Étapes d'activation des règles floues.....	107
IV.2.4 Ensembles flous de sortie	108
IV.2.5 Troncature et union des ensembles flous T2 de sortie.....	109
IV.2.6 Réduction de type Karnik–Mendel.....	110
IV.3 Résultats et discussion.....	111
IV.3.1 Premier test.....	112
IV.3.2 Deuxième test -Robustesse-.....	116
I.V.4 Conclusion.....	121
Conclusions générales et perspectives.....	122
Bibliographie	124
Annexe	133

Liste des figures

Fig.I.1: Perspectives des nouvelles installations 2022-2026 (GW)	3
Fig.I.2: Changements projetés dans la production mondiale d'électricité (TWh)	4
Fig.I.3: Nouvelles installations (GW).....	4
Fig.I.4: Nouvelles capacités en 2023.....	5
Fig.I.5: Capacités nouvelles 2023.....	6
Fig.I.6: Nouvelles installations offshore (MW).....	7
Fig.I.7: Comparaison des investissements en EnR avec les technologies énergétiques	8
Fig.I.8: Théorie de l'économie circulaire des pales d'éoliennes.....	8
Fig.I.9: Evolution des éoliennes tri pales à axe horizontal d'après GWEC	9
Fig.I.10: L'énergie éolienne en Algérie.....	10
Fig.I.11: Eolienne de 100kW.....	11
Fig.I.12: Gisement éolien.....	11
Fig.I.13: Ferme éolienne de 10 MW du site Kaberten –Adrar.....	12
Fig.I.14: Carte éolienne à petite échelle Adrar.....	13
Fig.II.1: Machine asynchrone a : triphasé; b: six phases (après re-bobinage).....	16
Fig.II.2: Plateforme expérimentale de la MASDE.....	16
Fig.II.3: Schéma synoptique de la plate-forme expérimentale.....	17
Fig.II.4: Variation d'induction magnétique dans l'entrefer.....	18
Fig.II.5: Bobinage d'un machine tournant.....	18
Fig.II.6: Trajectoire des enroulements statoriques	19
Fig.II.7: Disposition des enroulements dans les encoches.....	20
Fig.II.8: Différentes configurations de bobinages à six phases.....	22
Fig.II.9: L'angle électrique entre les deux étoiles du MASDE.....	23
Fig.II.10: Différents angles entre les deux étoile du MASDE.....	24
Fig.II.11: Diagramme de bobinage d'une MASDE (étoile 1).....	25
Fig.II.12: Diagramme de bobinage d'une MASDE (étoile2)	26
Fig.II.13: Diagramme de bobinage d'une MASDE (étoile 1+ 2).....	26
Fig.II.14: Répartition des six phases dans les encoches du stator du MASDE.....	26
Fig.II.15: Algorithme de diagramme de MASDE.....	27
Fig.II.16: Comparaison des machines à 3, 5 et 7 phases.....	30
Fig.II.17: Perfectionnement des pertes d'une MASDE par rapport à une MS.....	30
Fig.II.18: Représentation schématique MASDE.....	32
Fig.II.19: Représentation du modèle de la GASDE selon les axes (d, q).....	40

Fig.II.20: Modèle de la GASDE.....	42
Fig.II.21: Topologie de base d'un redresseur	48
Fig.II.22: Schéma fonctionnel du redresseur PWM.....	50
Fig.II.23: Schéma fonctionnel du redresseur PWM en repère d-q.....	51
Fig.II.24: Schéma illustratif du circuit du filtre.....	51
Fig.II.25: Structure d'un onduleur à deux niveaux.....	52
Fig.II.26: Vecteurs tensions pour différents états des interrupteurs.....	55
Fig.II.27: Schéma du vecteur espace tension.....	55
Fig.II.28: Vecteur de référence	56
Fig.II.29: Conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique.....	59
Fig.II.30: Modèle mécanique simplifié de la turbine	60
Fig.II.31: Mode de fonctionnement aérodynamique.....	62
Fig.II.32: Courbes du coefficient de puissance.....	65
Fig.II.33: Commande de vitesse de l'éolienne.....	65
Fig.III.1: Classifications des stratégies de contrôle des entraînements à fréquence variable...	69
Fig.III.2: Schéma synoptique du système de puissance éolien basé sur une GASDE.....	69
Fig.III.3: Principe de la commande vectorielle à flux orienté.....	70
Fig.III.4: Commande vectorielle FOC indirecte de la GASDE.....	73
Fig.III.5: Représentation schématique du bloc de commande du CCR.....	75
Fig.III.6: Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	80
Fig.III.7: Format d'un ensemble flou normalisé.....	81
Fig.III.8: Fonctions d'appartenance des ensembles A et B.....	82
Fig.III.9: Structure d'un système commandé par FL.....	83
Fig.III.10: Schéma fonctionnel du système de contrôle.....	84
Fig.III.11: Structure du contrôleur MPPT (T1-FLC)	85
Fig.III.12: Fonctions d'appartenance (MF) au T1-FLC :.....	86
Fig.III.13: Défuzzification utilisant la méthode du centre de gravité.....	86
Fig.III.14: Profil de vitesse du vent (a) et (b) C_p avec les contrôleurs FLC-T1 et PI.....	88
Fig.III.15: Tip speed ration et pitch angle: (a) λ et (b) β	89
Fig.III.16: Vitesse du rotor (a) ; (b) puissance mécanique (P_m).....	89
Fig.III.17 Puissance GASDE: (a) P_s ; (b) Q_s	90
Fig.III.18 Courant et tension DC link: (a) Courants du stator (sa_1) et (b) Tension DC link...	90
Fig.III.19: Couple électromagnétique du GASDE.....	91
Fig.III.20: THD du courant du stator côté réseau : (a) PI et (b) T1-FLC.....	91
Fig.IV.1: Publications au cours des 15 dernières années	95
Fig.IV.2: Fonction d'appartenance IT2-FLC	96

Fig.IV.3:Tranche verticale.....	96
Fig.IV.4: Représentation schématique d'un ensemble IT2-FLC.....	98
Fig.IV.5: Représentation schématique d'un T2-FLC de forme gaussienne.....	99
Fig.IV.6:Vue approfondie d'un .ensemble IT2-FLC (gaussienne).....	102
Fig.IV.7: Schéma du contrôle FLC-T2 côté générateur.....	104
Fig.IV.8:Structure d'un système T2-FLC.....	105
Fig.IV.9: Fonctions D'appartenance (MF) au IT2-FLC.....	106
Fig.IV.10:Fuzzification gaussienne des entrées.....	107
Fig.IV.11:Mécanisme d'activation des règles par l'opérateur « min ».....	108
Fig.IV.12:Processus d'activation des règles floues.....	108
Fig.IV.13:Ensembles flous de sortie associés au couple.....	109
Fig.IV.14:Ensembles de sortie flous après troncature.....	109
Fig.IV.15:Processus des ensembles tronqués et de leur union.....	110
Fig.IV.16:Réduction de type Karnik–Mendel.....	111
Fig.IV.17:Profil du vent (a) et (b) C_p	112
Fig.IV.18:Ratio de vitesse à la pointe et angle de .pas : (a) λ et (b) β	113
Fig.IV.19:Puissance et vitesse : (a) Vitesse du rotor et (b) puissance mécanique du GASDE....	113
Fig.IV.20:Puissance .du GASDE ; (a) Puissance active: (b) Puissance réactive.....	114
Fig.IV.21:Courant et tension DC.....	114
Fig.IV.22:THD du courant statorique du réseau (Igrid_1) dans le premier test	115
Fig.IV.3:Puissance GASDE : (a) PS) et (b) QS).....	117
Fig.IV.24: Courant statorique -Étoile as1- (a) et (b) Tension du Bus continu.....	117
Fig.IV.25: Couple et vitesse : (a) Couple (Tem) et (b) Vitesse du rotor.....	118
Fig.IV.26: THD du courant statorique du réseau (Igrid_1) dans le premier test	118

Liste des tableaux

Tab.II.1: Disposition des enroulements dans les deux étoiles.....	24
Tab.II.2: Paramètres .identifiés du .MASDE	28
Tab.II.3: Évaluation de puissance absorbée et du couple électromagnétique produit par la MASDE.....	29
Tab.II.5: Temps de commutation des interrupteurs de l'onduleur.....	58
Tab.III.1: Tableau des règles d'inférence.....	87
Tab.III.2: Résultats numériques du premier test.....	92
Tab.IV.1: Résultats numériques du premier test.....	115
Tab.IV.2: Résultats numériques du deuxième test.....	119
Tab.IV.3: Pourcentage de changement de la valeur du THD du courant entre les deux tests.....	120
Tab.IV.4: Les rapports de .variation de la valeur d'amplitude du fondamental (50 Hz) entre les deux tests	120
Tab.IV.5: Comparaison des travaux précédents avec le contrôle proposé en termes de THD du courant	121

Listes des Acronymes et Symboles

<i>Acronyme</i>	<i>Signification</i>
AC	Alternative Current
AC-DC	Alternative Current - Direct Current
AIE	L'Agence internationale de l'énergie
CCR	Convertisseur Côté Réseau
CDER	Centre de Développement des Énergies Renouvelables
CLF	Contrôleur Logique Flou.
CMG	Contrôle par Modes Glissants
DTC	Direct Torque Control
DC	Direct Current
DFOC	Direct Field Oriented Control.
DSIG	Dual star Induction Generator
DTC	Direct Torque Control.
EE	Energie éolienne
EnR	Énergies renouvelables
FEM	Forces électromotrices
FL	Logique floue
FLC	Fuzzy Logic Control
FMM	Force magnétomotrice
GASDE	Génératrice asynchrone Double Etoile.
GWEC	Global Wind Energy Council
IFOC	Indirect Field Oriented Control.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
IRA	Inflation Reduction Act
IT2	Interval Type-2
IT2-FLC	IntervalType-2 Fuzzy Logic Controller
MAS	Machine Asynchrone
MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile
MCC	Machine à Courant Continu.
MF	Membership Functions
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
MPPT	Maximum Power Point Tracking
PI	Proportionnel-intégrateur
PSO	d'optimisation par essaim de particules
PWM	Pulse Width Modulation
REPowerEU	Renewable Energy Power in the European Union
SCEE	Système de conversion d'énergie éolienne
SE	Système éolien
SMC	SlidingMode Control
SMC-B	Contrôle par Mode glissant-Backstepping
SVM	Space Vector Modulation
T1	Type 1

T1-FLC	Type-1 Fuzzy Logic Controller
T2	Type 2
T2-FLC	Type-2 Fuzzy Logic Controller
THD	Total Harmonic Distortion.
TSR	TipSpeed Ratio
WTS	Wind turbine system
VV	Vitesse du vent
SSE	Sum of Squared Errors
p.u	per unit

<i>Symbole</i>	<i>Signification</i>	<i>Unité</i>
C_{em}	Le couple électromagnétique.	[Nm]
U_f	Tension filtrée.	[V]
L_f	L'inductance du filtre.	[H]
C_f	Capacité utilisée pour le filtrage.	[μF]
C_r	Le couple mécanique résistant.	
d, q	Axes du repère de park	
d_{s1}, d_{s2}	Identification des composantes d dans les deux étoiles 1 et 2	
E	L'erreur Quadratique.	
$e(t)$	Écart de performance entre la consigne et la sortie obtenue	
f_p, f	La fréquence de modulation et la fréquence de référence.	
V	La tension.	
i	Le courant.	
J	Le moment d'inertie.	[kg.m ²]
K_f	Le coefficient de frottement.	[N.m.s/rad]
k_i, k_j	Gains de régulateurs PI.	
N, N^*	Vitesse réelle et de consigne en tr/min	
n_{pha}	Nombre Equivalent de phases.	
n_{ph}	Quantité de phases.	
P	Nombre de Pair de Pôle.	
P_{abc}	Puissance instantanée consommée.	[W]
P_{em}	La puissance électromagnétique.	[W]
$qs1, qs2$	Identification des composantes q dans les deux étoiles 1 et 2	
S	L'opérateur de Laplace.	
s_1, s_2, r	Les indices des bobinages 1, 2 et au rotor.	
U_0	Tension redressée .	[V]
$v_p(t)$	Tension de la porteuse.	[V]
x^*	Grandeur de référence (vitesse, tension, courant, etc.).	
α	Angle de décalage entre les deux étoiles.	[°]
θ_m, θ_e	L'angle mécanique et l'angle électrique.	[°]
μ_A, μ_B, μ_C	Fonctions d'appartenance.	

Ω_m^n	Vitesse de référence de la GASDE.	[rad/s]
ω_{coord}	Vitesse de rotation du référentiel (d, q) de Park	[rad/s]
ω_c	Pulsation limite du filtre	[rad/s]
ω_{gl}	La pulsation de glissement.	[rad/s]
ω_r	La pulsation électrique rotorique.	[rad/s]
ω_s	La pulsation électrique statorique.	[rad/s]
Ψ	Le flux	[Wb]
Ψ_{as1}, Ψ_{bs1} et Ψ_{cs1}	Flux propres circulant dans l'étoile 1	[Wb]
Ψ_{as2}, Ψ_{bs2} , et Ψ_{cs2}	Flux propres circulant dans l'étoile 2	[Wb]
Ψ_{ar}, Ψ_{br} , Ψ_{cr}	Le flux rotorique	[Wb]
Ψ_{ds1}, Ψ_{qs1} , Ψ_{0s1}	Flux propres circulant dans le circuit du stator fictif 1	[Wb]
Ψ_{ds2}, Ψ_{qs2} , Ψ_{0s2}	Flux propres circulant dans le circuit du stator fictif 2	[Wb]
Ψ_r, Ψ_r^*	Flux rotorique et sa référence	[Wb]
$i_{as1}, i_{bs1}, i_{cs1}$	Courants triphasés statoriques (étoile 01)	[A]
$i_{as2}, i_{bs2}, i_{cs2}$	Courants triphasés rotoriques (étoile 01)	[A]
i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	Courants triphasés rotoriques	[A]
$i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}$	Courants statoriques dans le référentiel (d, q) [A]	[A]
$i_{ds1}^*, i_{qs1}^*, i_{ds2}^*, i_{qs2}^*$	Courants statoriques de référence dans le référentiel (d, q)	[A]
$V_{as1}, V_{bs1}, V_{cs1}$	Tension triphasés simple (étoile 01)	[V]
$V_{as2}, V_{bs2}, V_{cs2}$	Tension triphasés simple (étoile 02)	[V]
V_{ar}, V_{br}, V_{cr}	Tension triphasés rotoriques	[V]
$V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}, V_{qs2}$	Courants statoriques dans le référentiel (d, q)	[V]
$V_{ds1}^*, V_{qs1}^*, V_{ds2}^*, V_{qs2}^*$	Courants statoriques de référence dans le référentiel (d, q)	[V]
L_1, L_2	Les inductances des charges.	[H]
L_m	Inductance mutuelle cyclique du stator par rapport rotor	[H]
L_{mr}	L'inductance mutuelle rotoriques.	[H]
L_{ms}	L'inductance mutuelle statoriques	[H]
L_m	L'inductance de magnétisation.	[H]
L_{s1}, L_{s2}, L_r	Les inductances propres des étoiles Statoriques et Rotorique.	[H]
m	L'indice de Modulation.	[H]
M_{sr}	L'inductance Mutuelle entre phases (étoile 1,2) et roto.	[H]
$M_{s.s}$	L'inductance Mutuelle entre l'étoile 1 et l'étoile 2 .	[H]
$R_{abc, s1}$	Résistance d'une phase statorique (étoile 01)	[Ω]
$R_{abc, s2}$	Résistance d'une phase rotorique (étoile 02)	[Ω]
$R_{abc, r}$	Résistance d'une phase rotorique (rotor)	[Ω]
$\theta_{obs}, \theta_{os}, \theta_s$	Angles d'un Axé lie au champ Tournant par rapport au repère du stator	[°]
θ_r	Position du étoile 01 par rapport au rotor	[rad]
σ	Angle électrique de décalage entre les deux stators	[rad]
R_1, R_2	Les résistances des charges.	[Ω]
[L]	Matrice d'inductance du système	[H]

INTRODUCTION GENERALE

Les énergies renouvelables telles que l'énergie solaire, hydroélectrique et éolienne constituent un élément fondamental dans la limitation des émissions de gaz à effet de serre et dans le passage à une production énergétique plus durable. Parmi celles-ci, l'énergie éolienne (EE) se distingue par son potentiel élevé et son développement rapide dans le contexte global, les éoliennes transforment l'énergie du vent en énergie mécanique, puis en énergie électrique, avec une performance étroitement liée à l'efficacité des algorithmes de commande utilisés, ce qui a motivé la recherche et le développement de nombreuses méthodes de contrôle avancées.

La simple disponibilité du vent ne suffit pas à garantir une production d'EE de haute qualité sans l'utilisation d'une stratégie de contrôle appropriée. Cela a conduit à la proposition de diverses stratégies de contrôle dans la littérature, incluant le contrôle vectoriel (orientation du flux ou de la tension du stator) et l'utilisation de divers dispositifs de contrôle comme les régulateurs proportionnels-intégrateurs (PI) conventionnels. Cependant, la précision et l'efficacité de ces approches se dégradent en présence de variations des paramètres internes des générateurs [1][2].

Parmi les stratégies traditionnelles les plus répandues pour le contrôle des systèmes de conversion d'énergie éolienne (SCEE), les régulateurs PI se distinguent par leur simplicité de structure, leur bonne performance et leur robustesse avec les systèmes linéaires. Cependant, en présence de vitesses de vent fluctuantes, de comportements non linéaires et de variations des paramètres internes du générateur, ces facteurs augmentent la difficulté de réglage par des PI, ce qui diminue leur performance, particulièrement en termes de précision [3].

Toutefois, plusieurs solutions ont été proposées pour surmonter les défis liés au suivi de trajectoire, à la stabilisation et aux variations des paramètres dans les systèmes éoliens utilisant des générateurs asynchrones à double étoile (GASDE). Parmi celles-ci, l'utilisation de techniques non linéaires comme le contrôle par mode glissant (SMC) pour les GASDE a été largement explorée [4]. Bien que cette stratégie soit reconnue pour sa robustesse et sa capacité à améliorer significativement les propriétés des GASDE, elle est souvent confrontée au problème du phénomène de "Chattering", qui est indésirable. Pour atténuer ce phénomène, des approches avancées telles que le SMC d'ordre supérieur et le SMC-Backstepping (SMC-B), regroupant deux techniques non linéaires, ont été

proposées. Malgré les performances améliorées par la technologie SMC-B en matière de suivi, sa mise en œuvre reste complexe [5].

Des efforts sont également déployés pour mettre en œuvre des commandes basées sur les principes du contrôleur PI et l'optimisation par essaim de particules (PSO) et de logique floue (LF) [6]. Cependant, il manque encore de solutions complètes axées sur la résolution des problèmes spécifiques de contrôle optimal non linéaire pour les GASDEs.

Ces dernières années, une attention particulière a été consacrée à l'amélioration des stratégies de contrôle en utilisant des contrôleurs à logique floue (FLC). La conception initiale et les discussions sur la méthode de logique floue ont été proposées par L. Zadeh [6][7]. Par la suite, la technique FL traditionnelle, connue sous le nom de technique FL de type 1, a évolué vers une forme plus avancée appelée technique FL de type 2. Actuellement, l'accent est mis sur l'utilisation de nouveaux types de techniques FL, en particulier les techniques FL de type 2 (T2).

Cette thèse explore l'utilisation d'un FLC de type intervalle 2 (IT2-FLC) pour surmonter les limitations des contrôleurs de type 1 précédemment développés [8]. Un T1-FLC a été appliqué avec succès pour contrôler une source GASDE -WTS. Ce contrôleur présente une grande efficacité et de bonnes performances, ce qui le rend approprié pour les applications de contrôle. Cependant, le T1-FLC est confronté au défi de gérer les grandes incertitudes des paramètres du système [9], en raison de l'utilisation de fonctions d'appartenance simples (MF) caractérisant la technique FL. Pour surmonter ces incertitudes, nous avons utilisé un IT2-FLC pour contrôler un GASDE-WTS [6][41]. Ainsi, les MF supérieure et inférieure du même ensemble flou IT2 peuvent être utilisées simultanément pour calculer chaque terme de l'intervalle de type mini.

Ce travail utilise une technique FL de type IT2-FLC pour améliorer les performances des GASDE dans différentes conditions de fonctionnement. Par conséquent, la contribution de cette thèse réside dans l'utilisation de l'IT2-FLC pour assurer la stabilité de la tension du bus DC pour les deux onduleurs correspondant à chaque étoile. En outre, le contrôle de la puissance GASDE connectée au réseau est optimisé pour réduire les fluctuations et améliorer la qualité de la tension [9]. D'autre part, l'I.T.2-FL c'est employé pour améliorer l'efficacité de la stratégie de suivi du point de puissance maximale (MPPT), dans le but d'optimiser la production d'énergie éolienne.

Le contrôle I.T.2-FL suggéré se caractérise par l'utilisation des autres MF tridimensionnels pour assurer un degré de liberté supplémentaire pour gérer les incertitudes, les fonctions

d'appartenance gaussiennes étant utilisées dans les contrôleurs IT2-FLC et T1-FLC. Le travail présenté dans cette thèse se distingue des études précédentes [2][3][11][12] par l'intégration et l'application des machines multiphasées dans le domaine de la production d'énergie électrique éolienne. Cette approche innovante permet d'exploiter les avantages spécifiques des machines multiphasées, notamment en termes de fiabilité et de performance, constituant ainsi une valeur ajoutée dans le secteur des énergies renouvelables.

Pour évaluer leur capacité à suivre les signaux avec rapidité et précision, ainsi qu'à résister aux changements brusques du signal de référence, une étude comparative a été réalisée entre les contrôleurs IT2-FLC et T1-FLC. Les résultats soulignent les performances et la résilience exceptionnelles du contrôleur IT2-FLC pour gérer les incertitudes et assurer un suivi précis des références souhaitées. Le logiciel Matlab a été utilisé pour mettre en œuvre le système de génération proposé avec une GASDE de 1,5 MW.

Les objectifs atteints par cette thèse peuvent être résumés comme suit :

- Réduction significative des ondulations de puissance active et réactive.
- Indépendance par rapport aux paramètres du système, garantissant une grande durabilité.
- Amélioration de la réponse dynamique.
- Atténuation du dépassement et minimisation de l'erreur en régime permanent pour la puissance du GASDE.

STRUCTURE DE LA THÈSE

Cette thèse se compose de quatre chapitres principaux, chacun explorant des aspects spécifiques de l'étude et de l'analyse des SCEE :

Premier Chapitre : État de l'art sur l'énergie éolienne

Ce chapitre fournit une revue complète de la littérature existante sur l'EE, examinant les tendances actuelles,

Deuxième Chapitre : Étude du SCEE basé sur GASDE. Ici, l'accent est mis sur la conception et le fonctionnement du SCEE utilisant la GASDE. Les principes fondamentaux

et les modèles mathématiques associés sont détaillés pour une compréhension approfondie du système.

Troisième Chapitre : Étude des performances des contrôleurs PI et T1-FLC pour un système éolien GASDE

Dans ce chapitre, nous examinerons une étude de performance du système de contrôle linéaire utilisant le régulateur proportionnel-intégral (PI) et du système de contrôle non linéaire utilisant le contrôleur flou de type 1 (T1-FLC) dans un système d'EE basé sur un GASDE. À travers les simulations réalisées dans l'environnement MATLAB, il est démontré que le T1-FLC surpasse le PI en termes de réponse aux perturbations et de capacité à gérer les changements soudains, contribuant ainsi à améliorer l'efficacité et la stabilité du système.

Quatrième Chapitre : Évaluation de la robustesse entre T1-FLC et IT2-FLC pour un système éolien GASDE connecté au réseau

Le dernier chapitre se concentre sur l'évaluation de la robustesse des contrôleurs T1-FLC et IT2-FLC pour un système éolien GASDE connecté au réseau. Nous considérons deux scénarios différents : Le premier est axé sur les variations de la vitesse du vent, tandis que le second se concentre sur les variations des paramètres du GASDE. Nous avons observé que le contrôleur proposé (IT2-FLC) a démontré une réponse claire et une performance supérieure par rapport au contrôleur traditionnel T1-FLC.

CHAPITRE I

ETAT DE L'ART SUR L'ENERGIE DE TYPE EOLIEN

I.1 Introduction

Dans un contexte mondial caractérisé par des défis croissants dans le secteur de l'énergie électrique, l'EE émerge comme une solution pérenne et performante pour répondre à la demande croissante en électricité tout en diminuant les émissions polluantes. Ce chapitre vise à examiner les développements récents dans le domaine de l'EE à l'échelle mondiale et locale, ainsi qu'à analyser les politiques et les tendances énergétiques associées.[13]

Une vue d'ensemble sur l'avenir de l'EE dans le monde sera présentée en mettant l'accent sur la transition vers cette technologie propre et durable. Nous aborderons également la réponse mondiale aux crises énergétiques et le rôle croissant de l'EE dans ce contexte [14].

De plus, une analyse des tendances du marché de l'EE pour l'année 2023 sera effectuée, en se concentrant sur les marchés terrestres et offshore, ainsi qu'une revue des politiques énergétiques mondiales et de leur impact sur les développements stratégiques du secteur.

Nous effectuerons également des analyses du cycle de vie des parcs éoliens, incluant le recyclage des composants des éoliennes en fin de vie. De plus, nous avons examiné les étapes de développement des capacités éoliennes en fonction de la hauteur des tours et du diamètre des rotors. L'évolution et le développement de l'EE en Algérie ont été documentés, ainsi qu'une évaluation du potentiel croissant de cette énergie pour la production d'électricité.

I.2 L'avenir de l'énergie éolienne dans le monde

L'industrie éolienne mondiale a franchi 1 TW en 2023 et pourrait atteindre 2 TW avant 2030, illustrant une croissance soutenue malgré les perturbations économiques, climatiques et géopolitiques [13][14]. En 2022, 77,6 GW ont été ajoutés, dont 8,8 GW offshore, confirmant l'évolution du secteur vers des installations plus importantes et des coûts réduits [15][18].

Dans cette dynamique, les EnR devraient constituer la quasi-totalité de la nouvelle production électrique entre 2022 et 2025. Les projections du GWEC annoncent plus de 100 GW d'éolien terrestre en 2024 et plus de 25 GW offshore en 2025, portant la capacité mondiale à environ 680 GW en 2027,

dont 130 GW offshore [16][17][27]. Toutefois, plusieurs pays peinent encore à développer l'éolien en raison de cadres politiques inadéquats, malgré son rôle déterminant dans la décarbonation et la création d'emplois.

Pour répondre à ces défis, les grandes économies " États-Unis, Chine et Union européenne" renforcent leurs politiques de soutien, notamment via l'Inflation Reduction Act et le 14^e plan quinquennal chinois [17]. Cependant, cette accélération accroît la pression sur les chaînes d'approvisionnement, particulièrement pour l'éolien offshore, où la domination chinoise pourrait entraîner des pénuries en Europe et aux États-Unis dès 2026 sans investissements rapides [18].

L'attractivité des marchés et l'efficacité des régulations deviennent ainsi essentielles pour sécuriser les investissements et soutenir la transition énergétique. Une localisation excessive des intrants peut renforcer la sécurité énergétique mais limiter l'évolutivité du secteur ; des politiques incitatives sont donc privilégiées pour éviter des hausses de coûts [15]. Enfin, la coopération internationale, associée au renforcement des capacités industrielles et des compétences, demeure indispensable pour aligner le développement éolien avec les objectifs climatiques mondiaux [13].

I.2.1 Transition vers l'énergie éolienne

La flambée prolongée des prix de l'énergie, amplifiée par les tensions géopolitiques liées à l'invasion de l'Ukraine et les effets persistants de la pandémie de COVID-19, a profondément déstabilisé le paysage énergétique mondial. Cette situation a révélé la vulnérabilité des marchés dépendants des combustibles fossiles, dont l'approvisionnement reste fortement influencé par les dynamiques politiques et les pratiques anticoncurrentielles [19][20].

Cette crise multifactorielle a également aggravé l'inflation mondiale et intensifié les impacts du réchauffement climatique, alors que les politiques actuelles demeurent insuffisantes pour atteindre les objectifs de l'Accord de Paris [20][21]. Face à ces pressions, la société et les décideurs ont renforcé leurs engagements en faveur d'une transition énergétique rapide et durable.

Dans ce contexte, les gouvernements ont adopté des mesures sans précédent pour accélérer l'intégration des EnR's et réduire la dépendance aux combustibles fossiles. L'Inflation Reduction Act, ainsi que plusieurs plans nationaux renforcés, traduisent cette évolution, tout comme les objectifs ambitieux fixés pour le déploiement des EnR's et l'élimination progressive des technologies fossiles dans l'électricité, les transports et l'industrie [22][23].

Selon les principales agences internationales, les EnR's — en particulier l'éolien et le solaire — sont désormais au cœur de la croissance électrique mondiale. L'AIE prévoit que 98 % des 2 518 TWh supplémentaires produits entre 2022 et 2025 proviendront des EnR's. L'éolien devrait ajouter

680 GW de capacité entre 2023 et 2027, dont 130 GW offshore, avec la Chine en tête (300 GW) suivie de l'Europe (100 GW). L'onshore continuera également à croître, avec des ajouts de plus de 60 GW entre 2023 et 2025, puis 68 GW sur 2026–2027 (**Fig. I.1**) [24].

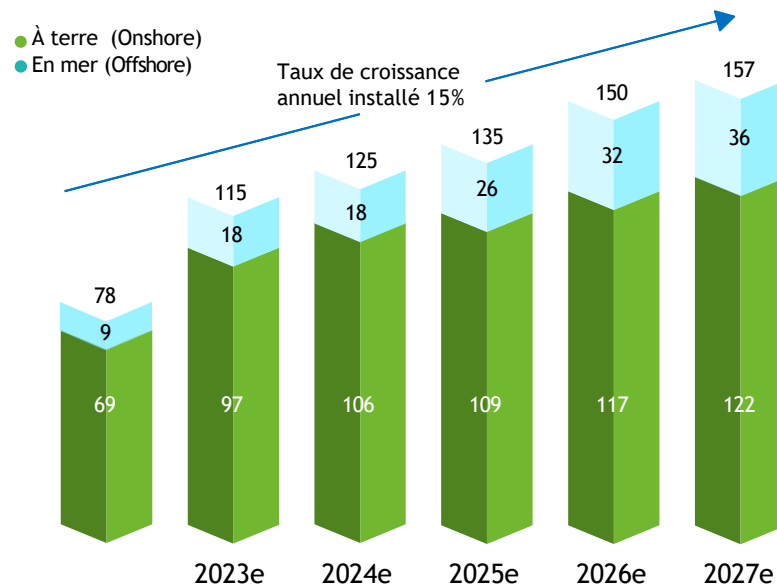


Fig.I.1: Perspectives des nouvelles installations 2022-2027 (GW) Source: GWEC, 2023

I.2.2 Réponse mondiale aux crises énergétiques

En 2022, une succession d'événements majeurs a bouleversé l'équilibre énergétique mondial. L'inflation, atteignant des niveaux comparables à ceux des années 1970, a été alimentée par la hausse des prix des matières premières, tandis que le conflit russo-ukrainien a mis en évidence la forte dépendance au gaz naturel et la fragilité de la sécurité énergétique mondiale. Cette crise a particulièrement affecté les pays à faible revenu, révélant les vulnérabilités structurelles du système énergétique international [24][25].

Face à ces tensions, les gouvernements ont recentré leurs priorités sur la sécurité et la résilience énergétiques en diversifiant leurs approvisionnements (charbon, gaz, nucléaire) tout en renforçant les engagements envers les EnR's, notamment l'éolien et le solaire, pour la prochaine décennie [26]. Cependant, malgré près de 80 GW d'éolien et plus de 200 GW de solaire ajoutés en 2022, la hausse de l'usage des combustibles fossiles a entraîné une augmentation des émissions mondiales, montrant que le rythme actuel de déploiement des EnR's reste insuffisant pour inverser la tendance [23][25].

Dans ce contexte, 2022 marque un tournant stratégique pour les EnR's, et particulièrement pour l'énergie éolienne. En Europe, le programme RE Power EU vise à réduire la dépendance au gaz russe d'ici 2030, tout en accélérant les procédures d'autorisation. Aux États-Unis, l'Inflation

Reduction Act a déclenché une vague d'investissements dans les EnR's, la mobilité décarbonée et la modernisation des réseaux [26]. Parallèlement, le 14^e plan quinquennal chinois place l'innovation et la faible émission de carbone au cœur de sa stratégie afin d'atteindre le pic des émissions avant 2030.

Confirmant ces dynamiques, les perspectives de l'AIE montrent que les EnR's couvriront presque toute la demande électrique supplémentaire entre 2022 et 2025. Le rapport EnR 2022 prévoit des ajouts de capacité record — entre 350 et 400 GW par an — tirés principalement par le solaire et l'éolien, renforçant le rôle central de ces technologies dans la transition énergétique mondiale [27].

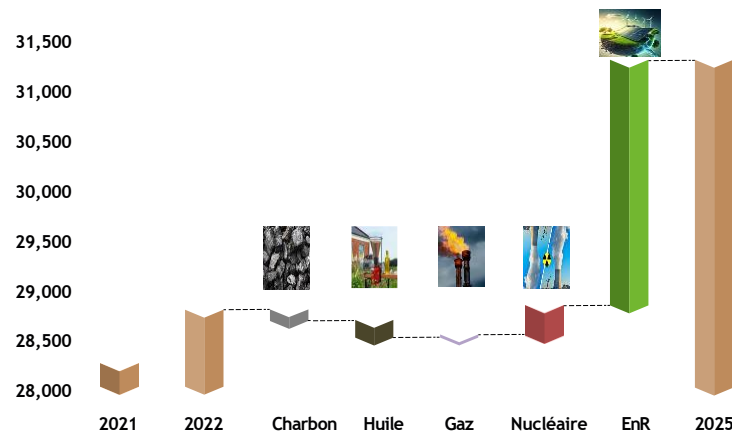


Fig.I.2: Changements projetés dans la production mondiale d'électricité (TWh) par Source

I.2.3 Tendances du marché mondial de l'énergie éolienne en 2023

En 2023, la capacité éolienne mondiale a connu une croissance significative, avec 116,6 GW de nouvelles installations, soit une augmentation de 50 % par rapport à 2022 et portant la capacité totale installée à 1 021 GW, soit une augmentation de 13 % par rapport à l'année précédente. Les installations éoliennes terrestres ont dépassé les 100 GW, tandis que l'EO a atteint près de 11 GW, faisant de 2023 l'année la plus élevée pour les installations terrestres et le deuxième plus élevée de l'histoire pour les installations offshore [26].

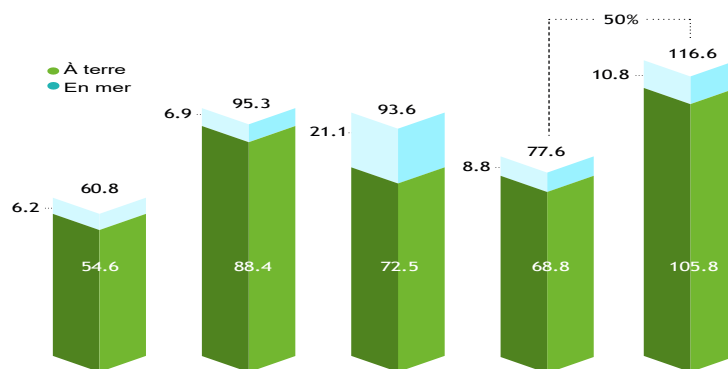


Fig.I.3: Nouvelles installations (GW); Source GWEC

En 2023, l'Asie-Pacifique est restée le premier marché éolien mondial avec 71 % des nouvelles installations, portée par la Chine et l'Inde, tandis que l'Europe, malgré 18,3 GW ajoutés (16,2 GW dans l'UE-27), a vu sa part de marché reculer de 9 % [31]. L'Amérique du Nord a également diminué, alors que le Brésil a atteint un record, plaçant l'Amérique latine au quatrième rang avec 5 %, suivie de l'Afrique et du Moyen-Orient (0,9 %).

Les cinq principaux marchés — Chine, États-Unis, Brésil, Allemagne et Inde — ont représenté 80 % des nouvelles installations, avec une hausse de 9 % par rapport à 2022, principalement grâce à la progression de 16 points de pourcentage de la Chine [19]. Cette concentration souligne la domination des principaux marchés et la dynamique des régions émergentes dans le déploiement mondial de l'éolien.

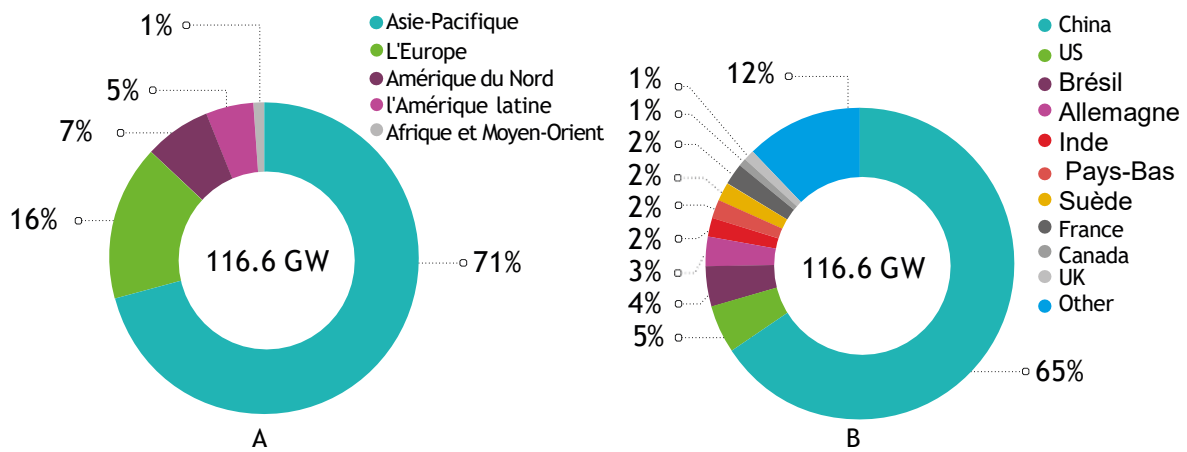


Fig.1.4: Nouveaux capacités en 2023 A : installées par région (%) ;B : part des cinq principaux marchés (%)

I.2.3.1 Marché de l'éolien terrestre

En 2023, le secteur de l'éolien terrestre a franchi pour la première fois le cap des 100 GW d'installations annuelles, avec 105,8 GW ajoutés, portant la capacité mondiale cumulée à 945 GW, soit une croissance de 12 % [25][32]. L'Asie-Pacifique et l'Amérique latine ont connu une année record grâce aux performances exceptionnelles de la Chine et du Brésil, tandis que l'Europe et la région Afrique-Moyen-Orient ont enregistré leur deuxième meilleure année. En revanche, l'Amérique du Nord a connu une baisse de 16 %, principalement en raison du ralentissement des installations aux États-Unis.

En Chine, le mécanisme de « parité réseau » a soutenu le développement de l'éolien terrestre, avec plus de 69 GW connectés au réseau en 2023, un nouveau record. Cette croissance permet au pays de progresser vers son objectif « 30-60 » de pic des émissions d'ici 2030 et de neutralité carbone

d'ici 2060 [27][31]. Aux États-Unis, l'Inflation Reduction Act a stimulé les investissements dans les EnR et la chaîne d'approvisionnement éolienne, avec un retour du marché attendu en 2024.

Outre la Chine et les États-Unis, les principaux marchés comprenaient le Brésil (4,8 GW), l'Inde (2,8 GW) et l'Allemagne (2,4 GW). Les dispositifs de soutien, tels que la parité réseau en Chine, les crédits d'impôt aux États-Unis et les enchères en Europe, ont permis d'ajouter collectivement 95 % de la nouvelle capacité terrestre, en hausse de 4 % par rapport à 2022 [28][29]. L'Allemagne a également presque doublé sa capacité grâce à l'augmentation des plafonds d'enchères et à des mesures d'urgence facilitant les permis pour accélérer les projets d'EnR.

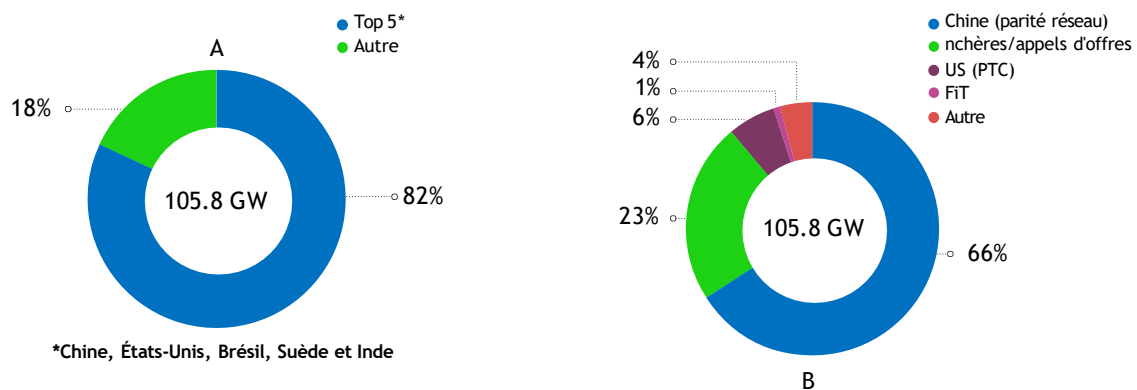


Fig.I.5: Capacités nouvelles 2023 A : part des cinq premiers marchés terrestre (%); B : mécanisme de soutien du marché (%)

I.2.3.2 Marché de l'éolien offshore

En 2023, le secteur de l'éolien offshore (EO) a connu des avancées significatives avec 10,8 GW de nouvelle capacité ajoutée, portant le total mondial à 75,2 GW, soit une hausse de 24 % par rapport à 2022 et faisant de cette année la deuxième meilleure de l'histoire de l'EO [27][33].

La Chine a dominé le marché pour la sixième année consécutive, ajoutant 6,3 GW et portant son total offshore à 38 GW, soit 11 % de plus que l'Europe. Cette croissance s'inscrit dans l'ère de la « parité réseau », soutenue par plus de 14,8 GW de projets en construction au premier trimestre 2023 et par des interventions gouvernementales visant à assurer un développement stable [31][33].

L'Europe a enregistré une année record avec 3,8 GW provenant de 11 parcs éoliens, les Pays-Bas prenant la tête du marché régional avec 1,9 GW, suivis du Royaume-Uni, de la France, du Danemark, de l'Allemagne et de la Norvège. D'autres marchés comme Taïwan, le Japon, la Corée du Sud et les États-Unis ont également ajouté des capacités importantes. Malgré les défis liés à l'inflation, aux coûts du capital et aux chaînes d'approvisionnement, les gouvernements et

développeurs maintiennent leurs engagements, annonçant une nouvelle vague de croissance en 2024 et au-delà [33] [21].

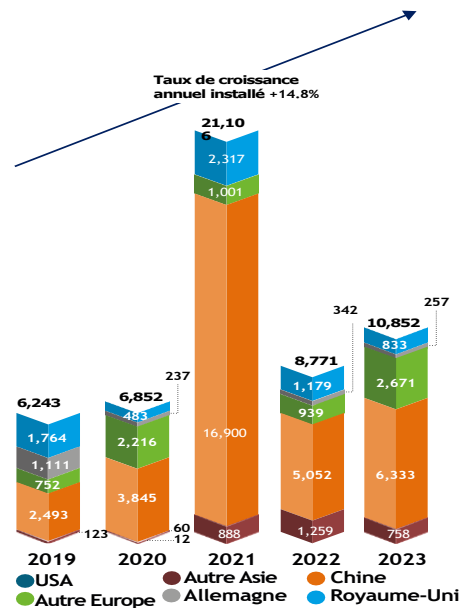


Fig.I.6: Nouvelles installations offshore (MW)

I.2.4 Analyse de marché et politiques énergétiques mondiales

La volatilité récente des marchés des combustibles fossiles rappelle aux gouvernements les risques liés à la sécurité énergétique et à la stabilité macroéconomique, ainsi que les vulnérabilités des chaînes d'approvisionnement et des activités industrielles nationales. La demande croissante d'électricité verte, motivée par les objectifs de décarbonation et le renforcement des normes carbone, réduit l'attractivité des investissements dans les centrales thermiques à long terme [34]. Le charbon, qui fournit encore plus d'un tiers de l'électricité mondiale, fait face à un désinvestissement massif, tandis que les centrales à gaz et GNL, souvent considérées comme des solutions de transition, sont désormais sous examen par les investisseurs, préoccupés par leur rentabilité à long terme vers 2040 [33][34].

Parallèlement, les investissements mondiaux dans les énergies renouvelables ont augmenté de plus de 20 % depuis 2019, alors que ceux dans les combustibles fossiles restent stables ou en léger recul. Cependant, les subventions publiques aux combustibles fossiles, représentant environ 7 % du PIB mondial en 2022, continuent de soutenir indirectement ce secteur via la sous-évaluation des coûts environnementaux et la renonciation aux recettes fiscales [31][33]. Malgré ces défis, l'accélération du déploiement des EnR's demeure impérative pour assurer durabilité, résilience et sécurité énergétique à long terme.

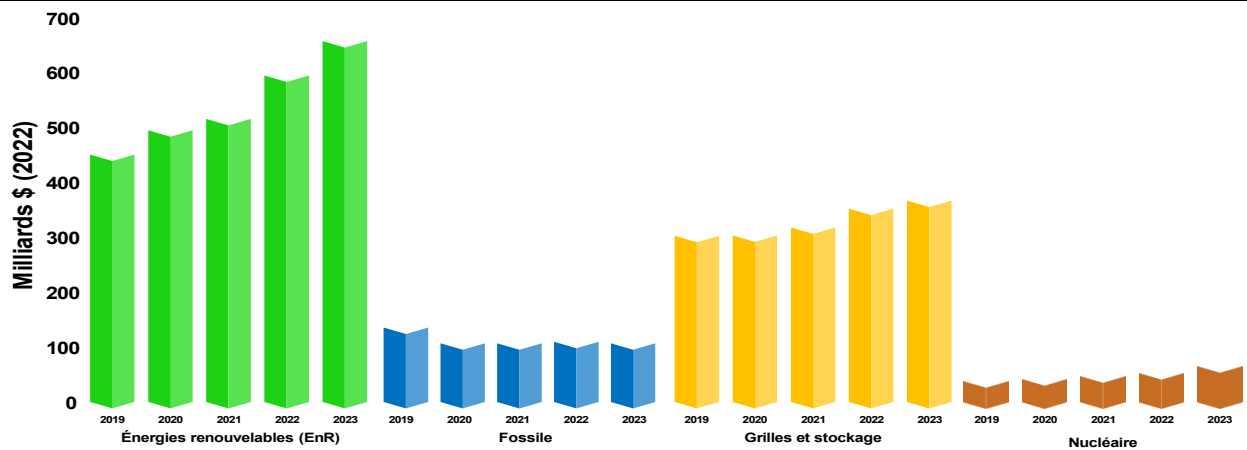


Fig.I.7: Comparaison des investissements en EnR avec les technologies énergétiques

I.2.5 Analyse du cycle de vie des parcs éoliens

L'étude du cycle de vie des installations éoliennes (Fig. I.8) met en évidence leur contribution notable à une production d'électricité plus durable, ce résultat met en évidence l'avantage notable des éoliennes sur les sources d'énergie conventionnelles, comme le charbon et le pétrole, en ce qui concerne le temps de compensation des émissions de carbone. En fait, les éoliennes terrestres de 2 MW nécessitent environ 5,4 mois pour compenser leurs émissions de carbone, tandis que les éoliennes offshore de 6 MW nécessitent environ 7,8 mois à partir de 2016. Ce résultat place clairement l'EE avant l'énergie hydraulique et l'énergie solaire. [28][32]

De plus, les étapes de fabrication et d'installation sont les principales sources d'émissions de carbone, représentant plus de 90 % des émissions totales pour les parcs éoliens terrestres et environ 70 % pour les parcs EO, dans lesquels le transport maritime joue un rôle crucial [28][29].

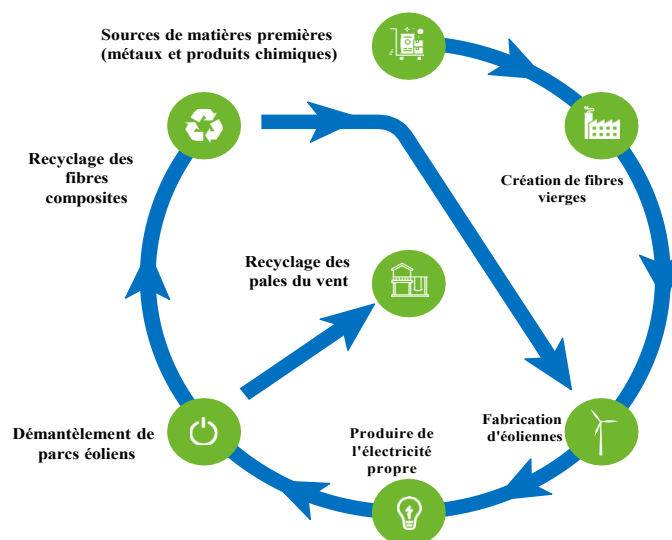


Fig.I.8: Théorie de l'économie circulaire des pales d'éoliennes [31]

Les éoliennes sont principalement constituées de matériaux recyclables tels que l'acier, le fer, le cuivre et l'aluminium, représentant plus de 80 % de leur masse totale. Toutefois, les pales du rotor sont constituées de matériaux composites tels que les fibres de verre ou de carbone, associés à des polymères et résines synthétiques, posent un défi important pour le recyclage commercial en raison de leur complexité et de leur longue durée de vie pouvant atteindre 25 ans. Les futures conceptions de turbines pourraient incorporer des matériaux plus facilement recyclables à mesure que les technologies évoluent dans ce contexte, les industries leaders dans le cadre de l'EE doivent également anticiper les défis futurs liés au démantèlement et au recyclage des parcs éoliens en fin de vie, nécessitant une innovation dans les stratégies de recyclage et d'utilisation durable [28][31].

I.2.6 Evolution de la taille des éoliennes terrestres et offshore, 1980-2030

L'industrie éolienne a connu une croissance soutenue grâce à l'innovation et à l'adaptation aux conditions locales, permettant d'augmenter production et fiabilité, tout en mettant l'accent sur la compétitivité et l'optimisation technologique [29][33]. En 2023, le secteur terrestre a franchi un cap avec la turbine chinoise EN-220/10 MW, poursuivant la trajectoire de mise à niveau des turbines par des acteurs tels que Vestas et Nordex, tandis que la technologie offshore a progressé avec des modèles « super-dimensionnés » comme la Vestas V236-15 MW, illustrant des rotors et des puissances nominales en constante augmentation [29][30]. Cette double dynamique — accroissement de la puissance et amélioration des conceptions — est illustrée sur le Fig. I.9, qui présente l'évolution des éoliennes tri pales à axe horizontal au fil des années [31].

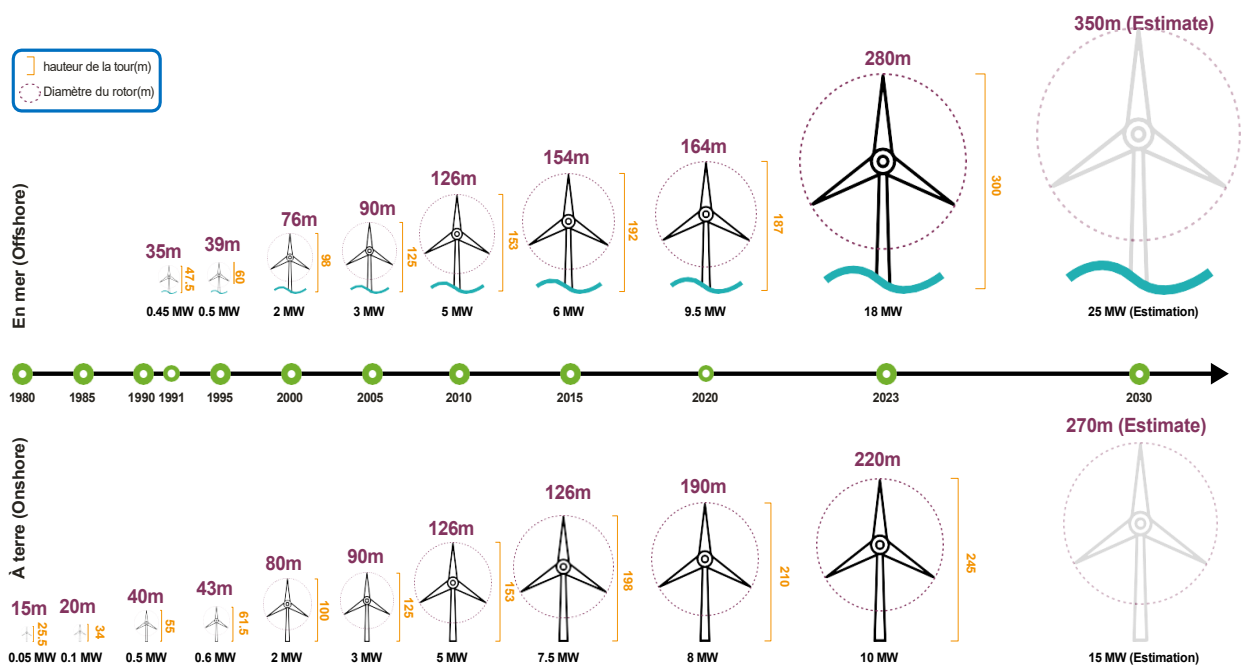


Fig.I.9: Evolution des éoliennes tri pales à axe horizontal d'après GWEC

I.3 Historique de l'énergie éolienne en Algérie

La toute première installation éolienne sur le territoire algérien remonte à l'époque coloniale (début du XXe siècle) était de type Aermotor et servait à pomper de l'eau dans la région d'El-Gueeraah (**Fig.I.10.b**). L'éolienne la plus grande, utilisée pour le pompage, a été installée en 1953 à Adrar par les autorités coloniales responsables de l'hydraulique. Elle était montée sur un mât de 25 mètres, cette structure équipée de trois pales de 15 mètres de diamètre (**Fig.I.10.a**) est restée opérationnelle pendant environ une décennie. Selon les archives du Ministère de l'Hydraulique, deux autres éoliennes ont été installées, l'une à Mecheria pour fournir de l'eau potable à la ville, et l'autre à Naama pour les besoins de pompage d'eau. Les deux installations étaient reliées à une génératrice en courant continu qui alimentait une pompe électrique similaire. Un modèle similaire a aussi été installé pour garantir la protection cathodique des conduites du Chott Chergui, couplé à un système approprié [38][39].

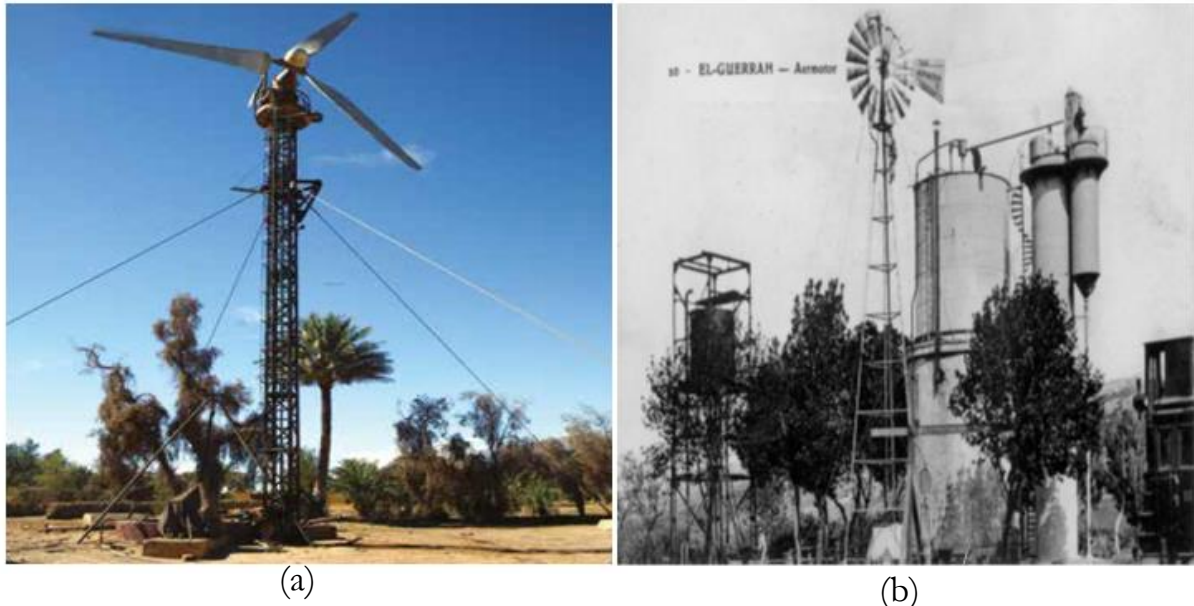


Fig.I.10: L'énergie éolienne en Algérie [25] (a) :La ferme éolienne de Kabertène(b) :Éolienne aermotor, EL-GUERAHAH (w.Taref)

La première initiative de raccordement des éoliennes au réseau de distribution d'électricité date de 1957, avec l'installation d'un aérogénérateur de 100 kW sur le site de Grand Vent à Alger. Ce prototype, conçu par l'ingénieur FRANÇAIS Andréau, avait initialement été installé à Saint-Alban, en Angleterre. Cette éolienne, dotée de deux pales, était de type pneumatique avec un pas variable. Elle mesurait 30 mètres de hauteur et possédait un diamètre de 25 mètres (**Fig.I.11**) [38]. Par la suite, de nombreux autres aérogénérateurs de plus faibles puissances ont été implantés à divers emplacements, elle était notamment utilisée pour fournir de l'énergie à des zones isolées ou difficilement accessibles, comme les relais de télécommunications. Cependant, en raison de l'état de

développement incomplet de la technologie des éoliennes à l'époque, ces expériences ne se sont pas toujours révélées concluantes [38].



Fig.I.11: Eolienne de 100kW [26]

I.3.1 Évaluation du potentiel Éolien pour la production d'électricité en Algérie

L'évaluation rigoureuse du potentiel énergétique du vent est une étape préalable essentielle à la conception optimale des installations éoliennes et à toute analyse de faisabilité. En raison de la variabilité temporelle et spatiale du vent, des méthodes statistiques et des techniques d'extrapolation sont nécessaires pour caractériser les ressources éoliennes et produire des cartes ou atlas fiables [39][42].

Dans ce cadre, le CDER a élaboré plusieurs atlas éoliens couvrant l'ensemble du territoire algérien, régulièrement actualisés à partir de mesures météorologiques. La **Fig. I.12.a** illustre la distribution spatiale de la vitesse moyenne du vent à 80 mètres, révélant que certaines zones méridionales, comme Tindouf, Adrar et Ain Salah, atteignent 7 à 8 m/s (**Fig. I.12.b**) [41]. Pour estimer le potentiel exploitable, la densité moyenne de puissance du vent, exprimée en W/m², permet d'identifier les sites rentables : ceux présentant entre 300 et 400 W/m² à 50 mètres. Cette analyse est synthétisée sur la **Fig. I.12**, facilitant la localisation des régions favorables au développement de l'EE

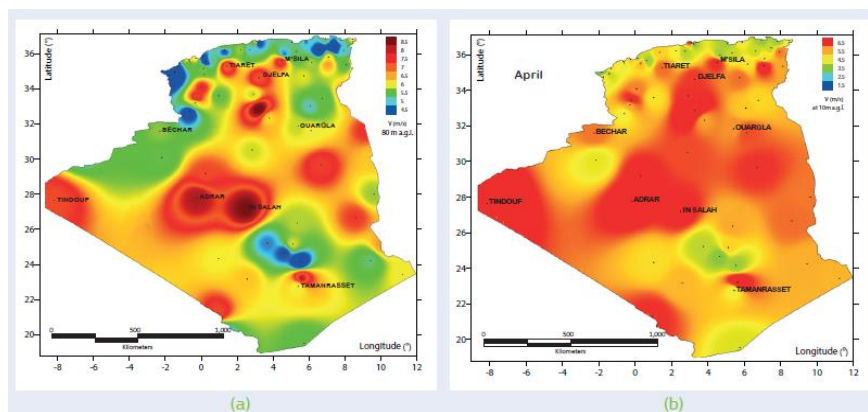


Fig.I.12: Gisement éolien [42] :

- (a) Répartition de la vitesse moyenne (m/s) du vent sur le territoire Algérien à 80 m de hauteur,
- (b) Distribution de puissance du vent sur le territoire à 80 m de hauteur.

I.3.2 Étude du gisement éolien en Algérie

Avant l'installation d'un parc éolien, il est essentiel de réaliser une étude du gisement éolien pour évaluer l'accumulation locale du vent exploitable. Le vent, mouvement horizontal de l'air, présente une variabilité temporelle (changements saisonniers ou horaires) et spatiale (différences entre régions comme Annaba, Alger ou Illizi). Une estimation précise du potentiel éolien nécessitant des données fiables implique la collecte d'informations climatiques — vitesse et orientation du vent — à partir de mâts de mesure installés à 10 mètres dans des zones dégagées, conformément aux normes de l'Organisation Météorologique Mondiale [42][44].

En Algérie, une étude complète du gisement éolien requiert de multiplier les points de mesure et d'utiliser des mâts proches de la hauteur des éoliennes actuelles pour garantir la fiabilité et la viabilité financière des projets. Toutefois, un bon gisement seul ne suffit pas : la proximité du réseau électrique, l'accès aux voies de transport, la capacité des réseaux locaux et la gestion de l'intermittence en couplant l'éolien à d'autres sources d'énergie sont également indispensables à l'implantation réussie d'un parc [42][44].

I.3.3 Parc éolien kabertein willya de Adrar

La ferme éolienne de Kabertène (Fig. I.13), située à TISSABIT, à 80 km au nord d'Adrar, est un projet pilote exemplaire d'exploitation de l'énergie éolienne pour la production d'électricité [42]. Dotée d'une douzaine d'éoliennes implantées après des études techniques et de terrain tenant compte des vents locaux, elle fournit 10,2 MW d'électricité propre et renouvelable, directement intégrée au réseau pour renforcer l'alimentation énergétique de la wilaya d'Adrar.



Fig.I.13: Ferme éolienne de 10 MW du site Kaberten –Adrar (Source : Auteur)

I.3.3.1 Propriétés du parc éolien

La ferme éolienne de KABERTENE, avec une puissance totale installée de 10,2 MW, a enregistré des résultats notables au cours du mois d'octobre 2015 :

- Énergie générée : 19 GWhs
- Temps de fonctionnement : 1900 heures
- Facteur de capacité : 22 %

Il convient de souligner que, certains jours, la puissance délivrée atteint la puissance nominale de 10,2 MW, tandis que la consommation moyenne de chaque éolienne est d'environ 10kW. En outre, les relevés des vitesses du vent et des températures au niveau de la nacelle ont révélé que lorsque la température ambiante dépasse 46°C, les vitesses du vent diminuent, inférieures à 5 m/s. L'arrêt des éoliennes par temps chaud a entraîné une perte globale estimée à environ 10% [39][42][44].

I.3.3.2 Données météorologiques

Les cartes éoliennes à petite échelle sont essentielles pour évaluer le potentiel exploitable en Algérie. Réalisées avec le logiciel AIOLOS, elles combinent données satellitaires et informations orographiques pour représenter avec précision les microclimats et estimer la vitesse moyenne du vent, fournissant ainsi des informations clés pour dimensionner les systèmes éoliens et quantifier l'énergie récupérable [31].

La résolution spatiale fine de ces cartes permet d'identifier les zones les plus ventées et d'optimiser l'implantation des parcs éoliens. Par exemple, la **Fig. I.14** illustre la distribution de la vitesse moyenne du vent à Adrar, offrant une précision adaptée aux besoins locaux pour maximiser l'efficacité des installations.

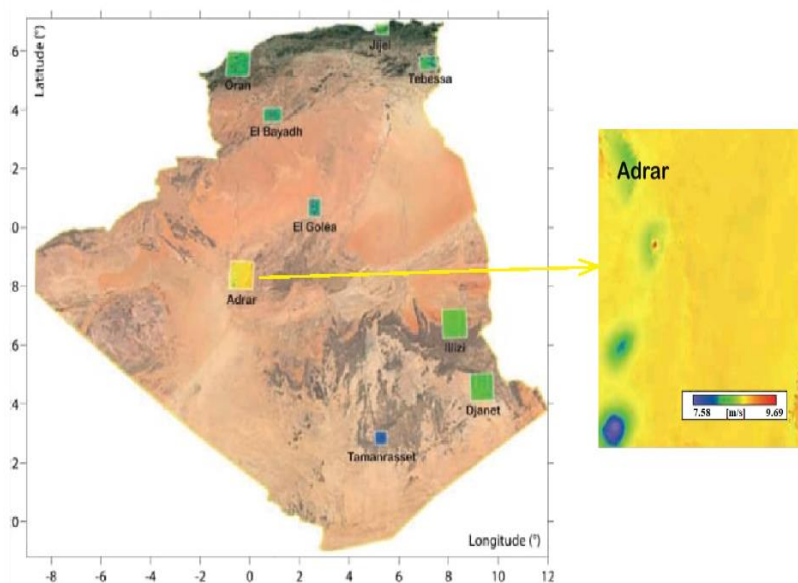


Fig.I.14: Carte éolienne à petite échelle ADRAR [43][44]

I.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté un état de l'art détaillé de l'EE à l'échelle mondiale et locale, mettant en lumière les développements récents, les tendances du marché, ainsi que les politiques énergétiques et les défis associés. Nous avons examiné l'évolution de l'EE comme solution durable et efficace pour répondre aux demandes croissantes en électricité tout en diminuant les émissions de gaz à effet de serre.

L'avenir de l'EE semble prometteur, avec une transition continue vers cette source d'EnR dans le monde entier, en réponse aux crises énergétiques mondiales et aux préoccupations croissantes concernant l'impact environnemental des combustibles fossiles.

Le prochain chapitre se concentrera sur une étude approfondie et une modélisation d'un SCEE. Nous analyserons les aspects techniques de la transformation de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique exploitable, en recourant à des modèles mathématiques et des simulations pour analyser et optimiser le fonctionnement des parcs éoliens.

CHAPITRE II

SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE BASE SUR GASDE

II.1 Introduction

La production d'EE est essentielle pour la transition vers des sources d'EnRs. Ce chapitre présente une étude expérimentale et une modélisation du système GASDE, en se concentrant sur deux aspects principaux : les techniques de bobinage et le calcul des paramètres électriques du générateur, ainsi que la modélisation des équations nécessaires du générateur. Nous détaillons ensuite la modélisation d'un redresseur commandé par MLI et la modélisation du filtre, essentiels pour améliorer la qualité de l'énergie délivrée. Le modèle électrique et mathématique de l'onduleur associé à une charge est également analysé pour optimiser la conversion de l'énergie CC en énergie CA. Une stratégie de commande par modulation vectorielle sera présentée, mettant en avant son efficacité pour le contrôle précis du SE. Enfin, nous abordons la modélisation aérodynamique et mécanique d'une éolienne, incluant l'analyse des forces aérodynamiques et des interactions mécaniques. Cette étude a pour objectif d'approfondir la compréhension et d'optimiser l'efficacité des systèmes éoliens, afin de favoriser l'avancement des technologies de conversion de l'énergie éolienne.

II.2 Étude et modélisation de la GASDE

II.2.1 Étude expérimentale d'une GASDE

Dans cette section, nous aborderons le processus de rembobinage de la GASDE, en nous basant sur le modèle de machine asynchrone standard (MAS) [45][78]. L'objectif est d'approfondir notre compréhension du fonctionnement de la machine et de détailler les méthodes et les étapes fondamentales pour son re-bobinage. Ensuite, nous calculerons pratiquement les paramètres du nouveau générateur afin de le simuler dans l'environnement Matlab et de valider les résultats théoriques et pratiques. **Fig.II.1.a** illustre une machine asynchrone avant le processus de rembobinage, tandis que la **Fig.II.1.b** montre une machine à six phases, représentant la GASDE. La carte dSpace DS1104 et le logiciel ControlDesk sont utilisés pour évaluer le moment cinétique. Cette configuration expérimentale permet de tester le GASDE dans des conditions réelles, les paramètres

obtenus étant détaillés et les courbes expérimentales tracées à l'oscilloscope étant incluses dans l'Annexe A.

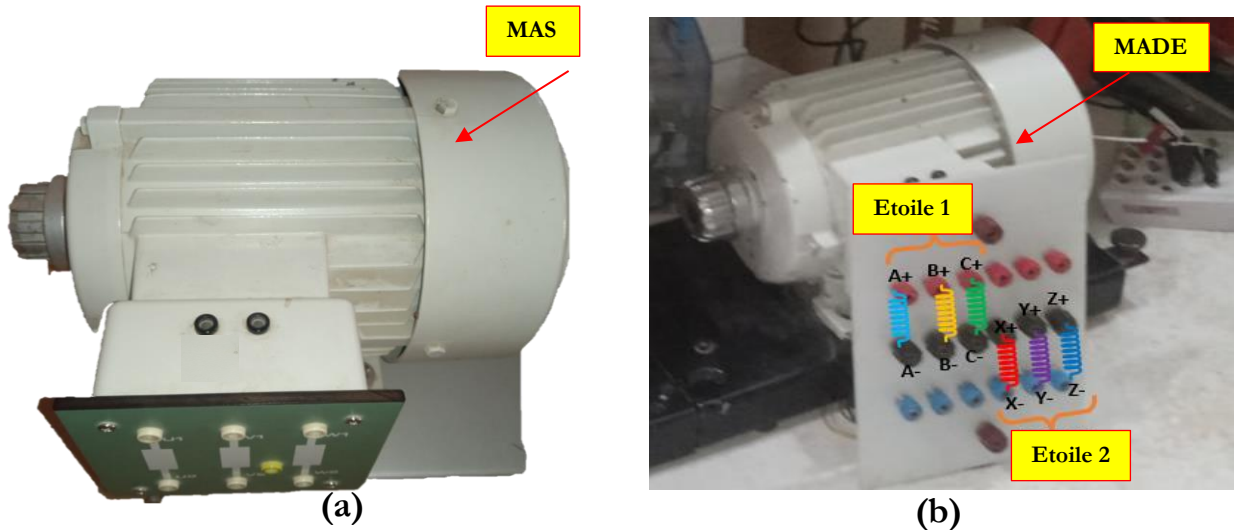


Fig.II.1: Machine asynchrone a : triphasé; b: six phases (après re-bobinage)

II.2.1.1 Représentation du matériel expérimentale

Le schéma synoptique de la plateforme expérimentale est présenté sur la Fig. II.3, tandis que la plateforme d'implantation réalisée au laboratoire est illustrée sur la Fig. II.2. Cette installation a été conçue pour valider les paramètres d'une génératrice après bobinage, en comparant les résultats pratiques avec des simulations MATLAB.

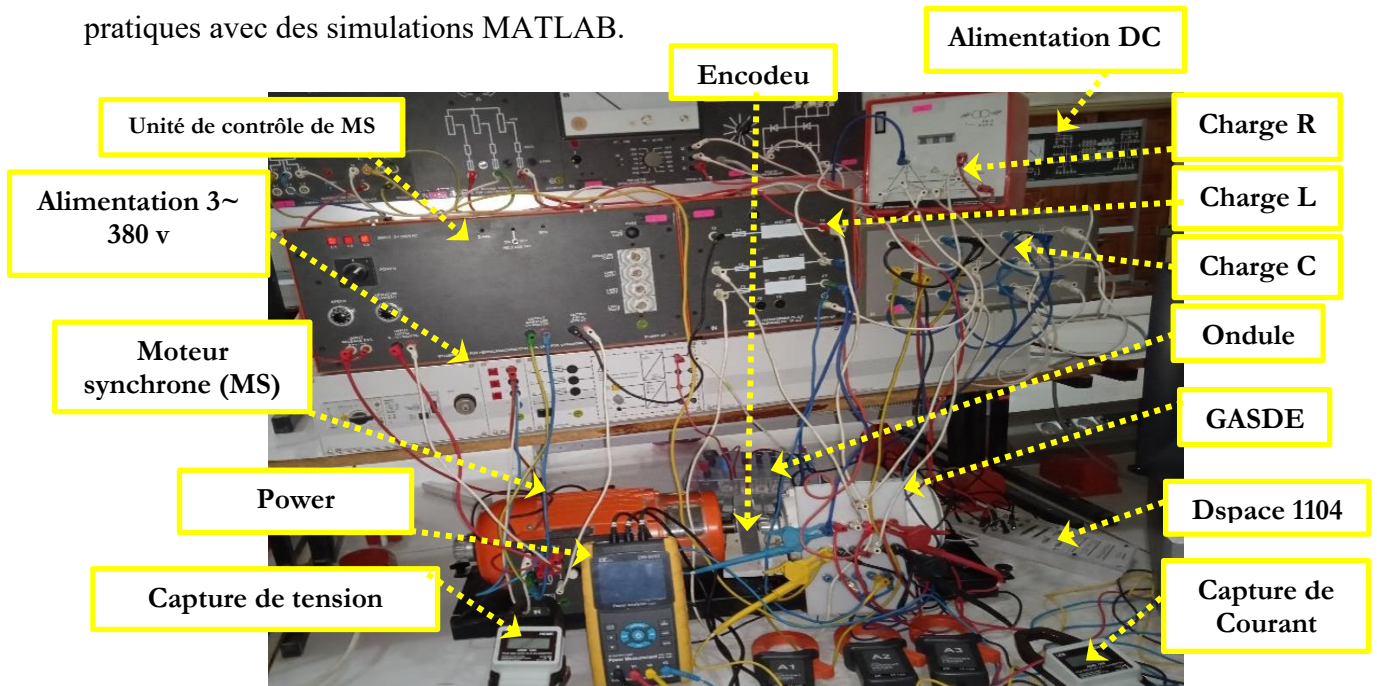


Fig.II.2: Plateforme expérimentale de la MASDE

Elle comprend un MASDE à cage d'écureuil de 1,1 kW alimenté par un onduleur triphasé, un analyseur de puissance pour mesurer l'énergie active, réactive et l'inductance mutuelle, ainsi qu'un

frein à poudre pour les essais de rotor bloqué. La position du rotor est relevée par un encodeur incrémental à 1024 points et les courants de phase par capteurs à effet Hall. Les essais à vide sont réalisés avec le SVERKER-65 PROGRAM pour déterminer les pertes mécaniques, et les essais en courant continu permettent de calculer la résistance statorique des deux étoiles.

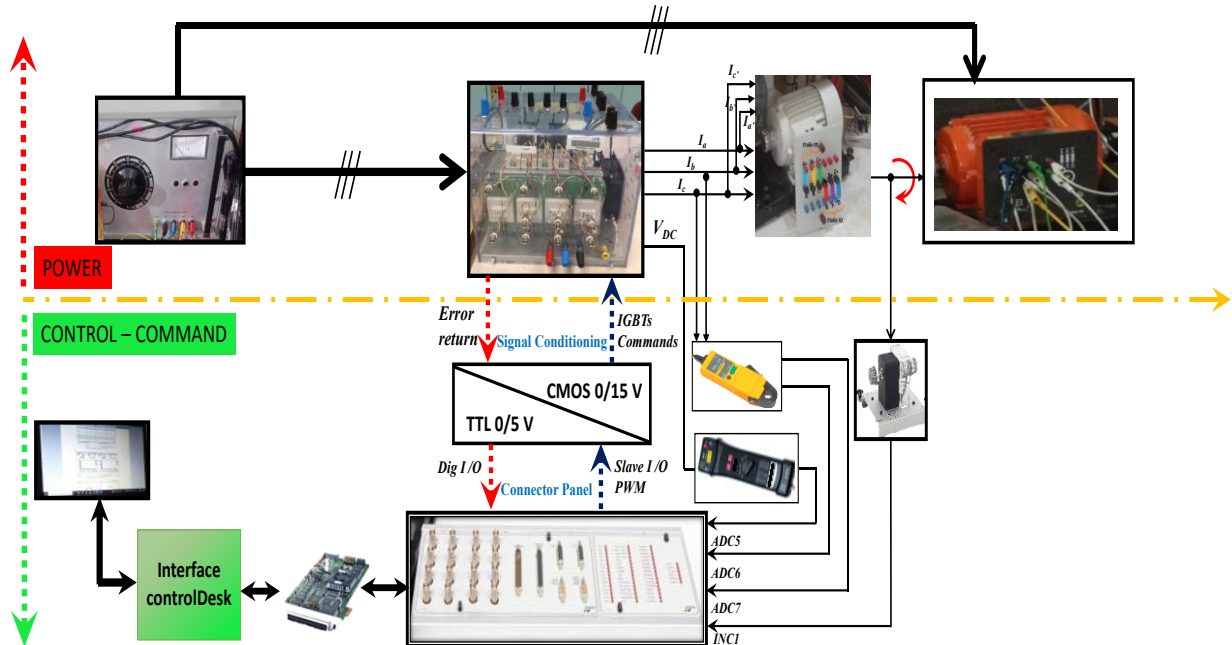


Fig.II.3: Schéma synoptique de la plate-forme expérimentale.

II.2.1.2 Règles de base pour la conception des bobinages de courant alternatif

Le re-bobinage des enroulements en courant alternatif est crucial pour améliorer l'efficacité et la fiabilité des machines électriques comme les générateurs, moteurs et transformateurs. La qualité des enroulements dépend de l'application correcte des règles de conception et directives issues de la littérature [46][78]. Chaque bobine constitue l'élément de base formant l'enroulement, pouvant être configurée en connexion ondulée ou imbriquée. Le nombre d'encoches par pôle et par phase (q) peut être entier ou fractionnaire, donnant un enroulement régulier (q entier, **Fig. II.4.b**) ou irrégulier (q fractionnaire, **Fig. II.4.c**), ce qui permet un réglage précis selon les exigences de conception.

Dans une configuration typique, chaque côté de bobine occupe une encoche avec le retour dans une autre, assurant un courant équilibré. La FMM générée induit une densité de flux qui crée des FEM auto-induites dans les enroulements, déphasées par un angle α entre les bobines voisines [47]. Ce décalage est essentiel pour le bon fonctionnement de l'enroulement et la formation correcte du champ magnétique. Le nombre d'encoches de stator par phase est défini par le rapport (N_s/m) , où m est le nombre de phases dans l'enroulement statorique

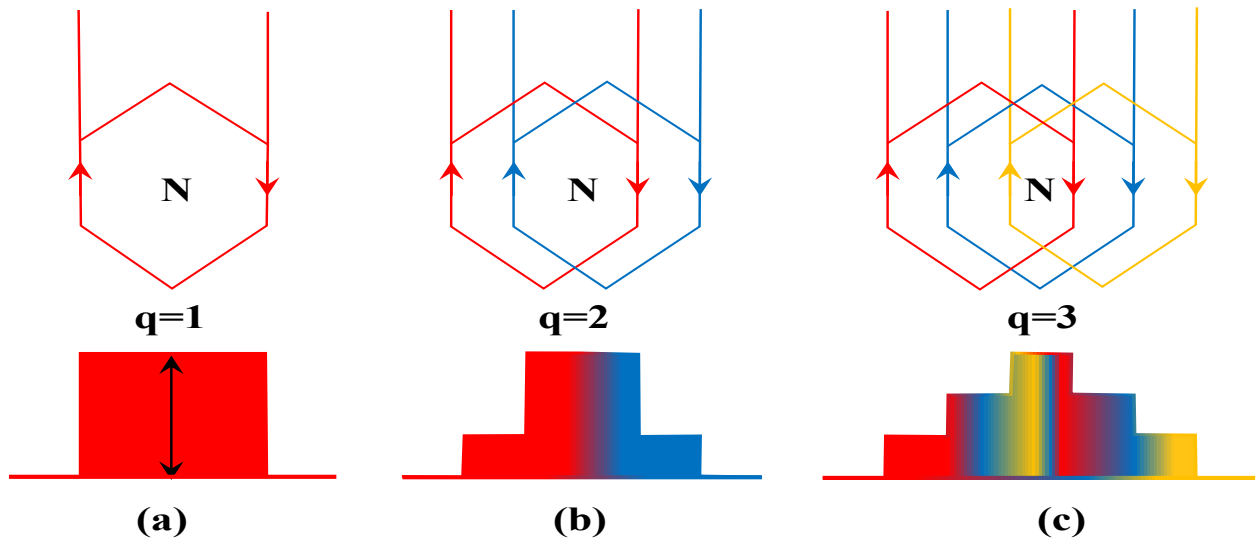


Fig.II.4: Variation d'induction magnétique dans l'entrefer:(a) une bobine par pôle (b) deux bobines par pôle, (c) trois bobines par pôle [48][50]

II.2.1.3 Type des Bobinages pour machine électriques

Les enroulements pour machine électriques peuvent être divisés en bobinage concentré (**Fig.II.5.a**) et bobinage réparti (**Fig.II.5.b**). Dans le cas d'un enroulement réparti, le bobinage s'effectue toujours sur au moins deux encoches de stator. En revanche, dans le cas d'un bobinage concentré, une seule encoche du stator est enroulée [47][50].

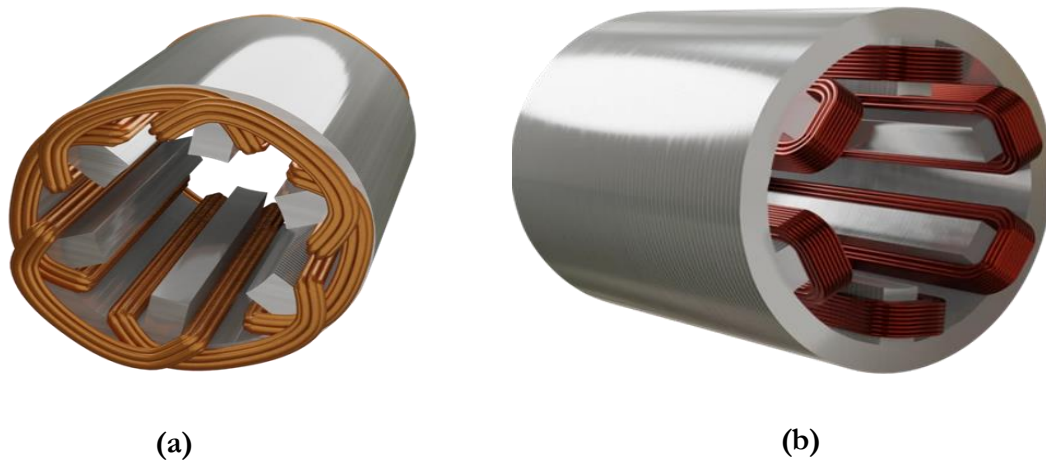


Fig.II.5: Bobinage d'une machine tournante, (a) : distribué ; (b) concentré

Dans le cas d'un enroulement concentré (**Fig.II.6.a**), une dent du stator porte exactement un enroulement. Les différentes couleurs représentent les trois phases U, V et W. Les deux enroulements d'une phase sont reliés entre eux et les trois phases peuvent alors être connectées en étoile ou en

triangle. Dans le cas d'un enroulement réparti, on enroule au moins sur deux dents, comme dans **Fig.II.6.b** Le nombre de dents sur lesquelles on enroule s'appelle l'écartement des bobines et il est bien sûr possible d'enrouler sur 3, 4, 5 dents ou plus. L'écartement des bobines est déterminé par le nombre de dents du stator et le nombre de paires de pôles du rotor [51].

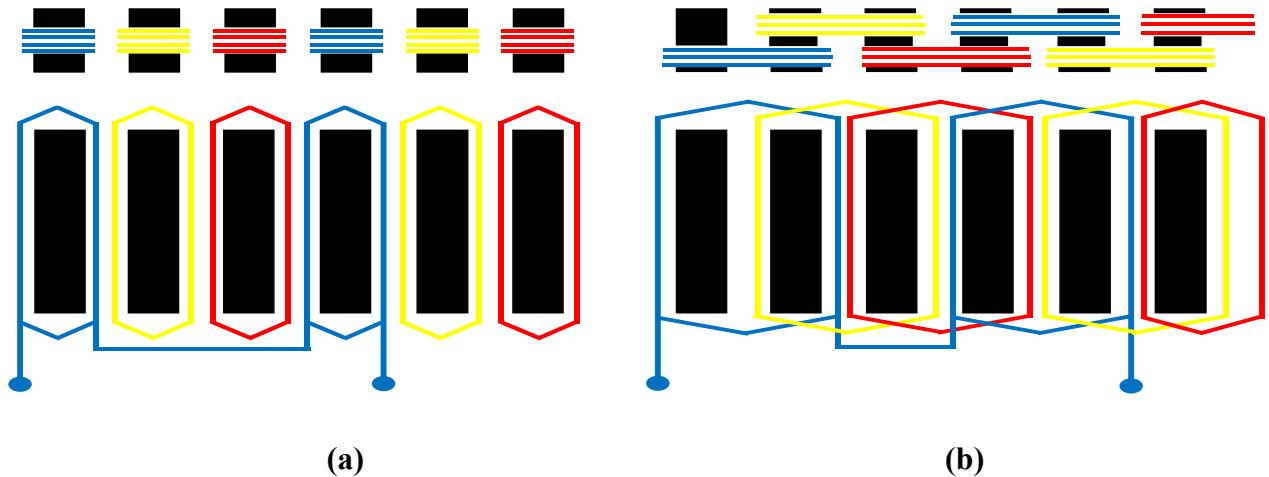


Fig.II.6: Trajectoire des enroulements statoriques (a) : concentré ; (b) : distribué

II.2.1.4 Enroulements à une et deux couches

Les enroulements à une et deux couches offrent des caractéristiques spécifiques et des applications spécifiques dans le domaine des machines électriques. Comprendre les avantages et les limitations de chaque type d'enroulement est essentiel pour concevoir des systèmes électriques efficaces et performants [51].

a. Enroulement a une couche

Les enroulements à une couche (**Fig.II.7.a**) sont caractérisés par des bobinages où les côtés actifs des bobines occupent toute l'encoche. Ces enroulements sont souvent privilégiés dans les applications nécessitant une faible puissance ou des diamètres intérieurs statoriques réduits. De plus, dans les machines de grande puissance avec un nombre élevé de pôles, leur utilisation peut également être avantageuse. Dans les systèmes triphasés, cinq types principaux d'enroulements à une couche sont identifiés [49][51] :

- Par pôle conséquent ;
- Partouche biplan ;
- Enroulement à une couche par pôle
- Enroulement à une couche triplan ;
- Enroulement en chaîne.

b. Enroulement à deux couches

Contrairement aux enroulements à une couche, les enroulements à deux couches (distribués) (**Fig.II.7.b**) comportent deux faisceaux superposés dans une même encoche. Cette configuration est réalisée avec un pas raccourci en section par pôle. Les enroulements à deux couches offrent plusieurs avantages, notamment [47][51][52]:

- La possibilité d'éliminer les harmoniques.
- Une réduction de la consommation de cuivre est réalisée par la diminution de la longueur moyenne de la bobine.

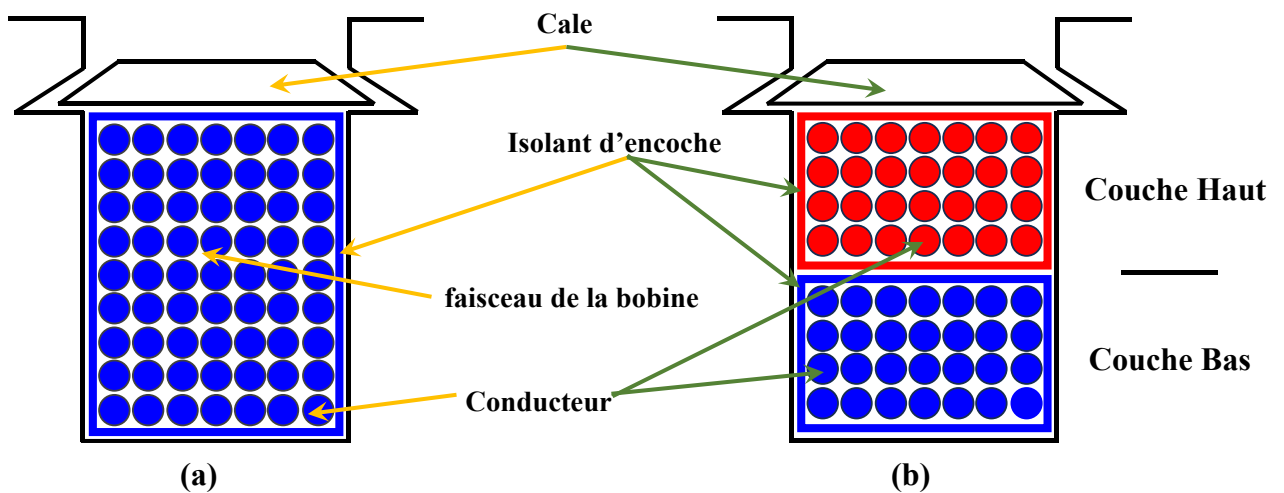


Fig.II.7: Disposition des enroulements dans les encoches (a) : concentré ; (b) : distribué

II.2.1.5 Contraintes de conception et de bobinage d'une MASDE

Lors de la conception d'un système de bobinage à six phases, il est essentiel de considérer plusieurs étapes et contraintes pour assurer des performances optimales. Tout d'abord, les spécifications électriques doivent être définies en fonction des exigences de la machine, ensuite, la conception des bobines doit également prendre en compte les contraintes pour garantir la durabilité et la fiabilité du système [52][53][54].

a. Étapes de conception :

- ✓ Déterminer les caractéristiques électriques requises pour les enroulements, des paramètres tels que la tension et le courant nominal, la fréquence de fonctionnement, les inductances, la répartition du courant, ainsi que les performances en cas de défaut sont pris en compte ;
- ✓ Conception des bobines basée sur les caractéristiques électriques déterminées, en tenant compte de la répartition spatiale des conducteurs et de l'isolation nécessaire pour assurer un fonctionnement sûr et efficace ;

- ✓ À partir des paramètres de conception de la machine à 3 phases, les équations de couple et d'intensité sont utilisées pour déterminer le nombre réel de tours nécessaires pour concevoir une machine à double étoile ;
- ✓ Utilisation d'outils de simulation pour vérifier les performances électromagnétiques des enroulements, en tenant compte des interactions magnétiques entre les différentes phases et des effets de proximité entre les conducteurs [53] ;
- ✓ Réalisation de prototypes et tests : Fabrication de prototypes pour tester les performances réelles des enroulements et valider les calculs et simulations effectués précédemment ;
- ✓ Schéma de reconstruction d'enroulement : Les enroulements sont conçus en tenant compte du schéma de reconstruction d'enroulement, en assurant les déphasages requis entre les différentes phases A, B, C, X, Y et Z pour maintenir l'équilibre des forces magnétiques et des flux ;

b. Contraintes de conception :

- ✓ Contraintes mécaniques : Les enroulements doivent s'adapter à l'espace disponible dans la machine, en tenant compte des contraintes de taille, de forme et d'isolation. Ils doivent également être conçus pour résister aux forces électromagnétiques et mécaniques rencontrées pendant le fonctionnement [54];
- ✓ Contraintes thermiques : Les enroulements doivent être dimensionnés pour dissiper efficacement la chaleur générée pendant le fonctionnement normal de la machine, ainsi que pendant les conditions de surcharge ou de court-circuit. Une isolation thermique adéquate est essentielle pour éviter la dégradation prématurée des matériaux ;
- ✓ Contraintes électromagnétiques :
 - Les enroulements doivent être conçus pour produire un champ magnétique efficace et stable, en tenant compte des interactions magnétiques entre les différentes phases et des effets de proximité entre les conducteurs.
 - L'enroulement doit préserver la symétrie dans chaque phase. Cela se produira uniquement si l'angle électrique entre les tensions de phase est exactement $360^\circ/m$ [56].
 - La tension de phase induite dans les enroulements de phase répartie avec une densité de flux donnée doit être aussi grande que possible, c'est-à-dire que le facteur d'enroulement doit être élevé [54].
 - Les forme d'onde de la FEM créée par le bobinage doit être identique pour chaque paire de pôles équilibrés et doit contenir que quelques composantes harmoniques que possible avec une forte composante fondamentale [54].

- ✓ Contraintes de fabrication : Les enroulements doivent être conçus de manière à faciliter leur fabrication et leur assemblage dans la machine, en minimisant les coûts de production et en garantissant une qualité élevée et constante.

II.2.1.6 Différentes configurations de bobinages à six phases

Les études récentes ont proposé plusieurs techniques simples pour rebobiner les parties fixes standard des machines triphasées en utilisant des enroulements à plusieurs phases, évitant ainsi des opérations complexes [53][55]. Étant donné que les machines à six phases sont devenues plus attrayantes dans les applications de moteurs électriques à haute puissance, ainsi que dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne, de nombreuses recherches récentes ont examiné les différents aspects opérationnels des configurations à six phases avec des décalages angulaires aléatoires entre les ensembles de bobines triphasées. La Fig.II.8 illustre ces différentes configurations d'enroulements, notamment les agencements à double triphasé, à six phases symétriques et à six phases asymétriques. Selon les conclusions de [56], qui ont plaidé en faveur de la MASDE, la plupart des systèmes pratiques de variateurs de vitesse à grande puissance se sont basés sur cette configuration d'enroulement asymétrique. Certaines études récentes ont comparé les configurations symétriques et asymétriques dans des conditions normales ainsi que des conditions de défaut [54][55], et ont conclu que la disposition MASDE avec une disposition neutre unique offre le meilleur rapport couple/courant dans des conditions de défaut [55].

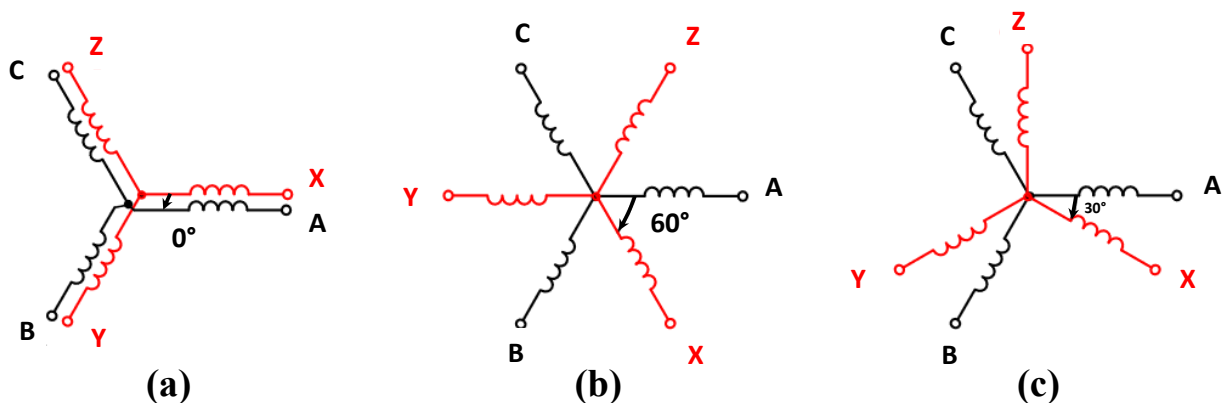


Fig.II.8: Différentes configurations de bobinages à six phases

II.2.1.7 Bobinage du stator

Dans [56], Une description détaillée de la méthode de calcul du bobinage d'une machine asynchrone est présentée. Cette méthode a été adaptée pour décrire le bobinage de la MASDE. La

géométrie du stator et du rotor, comprenant la valeur de l'entrefer et le diamètre moyen, est maintenue uniforme pour les machines triphasées et double étoile. Cela signifie que la machine double étoile possède également 36 encoches dans son stator, tout comme la machine triphasée.

La machine à induction à six phases représente une avancée innovante dans la configuration des conducteurs électriques sur le stator. Contrairement aux machines traditionnelles à trois phases, ce moteur dispose de deux ensembles d'enroulements triphasés spatialement séparés de 30° électriques. Cette disposition est conçue stratégiquement pour atténuer la présence des courants de troisième harmonique. Ainsi, la machine à six phases résultantes présente une asymétrie dans les angles entre les phases [55][56].

La **Fig.II.9** illustre la disposition des enroulements du stator de la machine lorsqu'elle est connectée en configuration étoile. En tant que machine à induction, elle est capable de fonctionner soit comme un moteur, en puisant le courant d'excitation depuis l'alimentation principale pour générer un champ magnétique tournant dans l'entrefer, soit comme un générateur, si le signal de glissement est négatif. Ce fonctionnement polyvalent lui confère une grande adaptabilité aux différentes applications industrielles.

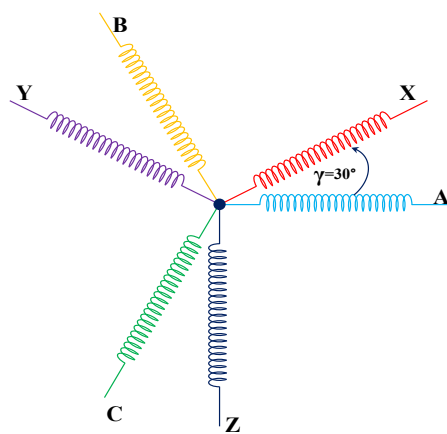


Fig.II.9: L'angle électrique entre les deux étoiles du MASDE [55]

II.2.1.8 Conception de l'enroulement statorique

Pour la machine à (36) encoches, (6) pôles et (6) phases, chaque pôle a un enroulement statorique disposé en simple couche, ce qui signifie qu'il y a un seul enroulement par encoche, par pôle et par phase. Ainsi, le nombre total de bobines par phase est de (3), ce qui représente la moitié du nombre de bobines par phase d'une machine triphasée standard. Chaque phase comprend N spires (calculé dans l'**Annexe A**), ce qui signifie que chaque bobine comporte N' spires [55][57].

L'angle de pas d'encoche de la machine double étoile (**Fig.II.10**) est donc calculé comme suite :

$$\gamma_m = 360^\circ/36 = 10^\circ \tag{II.1}$$

$$\gamma_e = \gamma_m \times 2P/2 = 10^\circ (\text{mécanique}) \times 6/2 = 30^\circ \tag{II.2}$$



Fig.II.10: Différents angles entre les deux étoiles du MASDE

Ainsi, en supposant que la première bobine de la phase A débute à l'encoche (1), la première bobine de la phase B, décalée de 120° électriquement par rapport à la phase A, sera positionnée à l'encoche (5). De manière analogue, la première bobine de la phase C sera placée à l'encoche (9), tandis que les premières bobines des phases X, Y et Z seront installées respectivement aux encoches (2), (6) et (10). Ce schéma garantit un décalage constant de 30° entre les paires de phases A-X, B-Y et C-Z, comme illustré dans les **figures II.11 et II.12**. En outre, chaque bobine présente un déphasage électrique de 180° entre ses extrémités, correspondant à un pas de bobinage de six encoches. Pour mieux visualiser cette configuration, la **figure II.13** illustre l'agencement des six premières paires de bobines de l'enroulement à six phases.

La configuration de l'enroulement adoptée est résumée dans le **tableau II.1**, tandis que la disposition des deux étoiles, étoile (1) et étoile (2), est illustrée dans la **figure II.14**.

Tab.II.1: Disposition des enroulements dans les deux étoiles

Phase(A)	Phase(B)	Phase(C)	Phase(X)	Phase(Y)	Phase(Z)
1 → 7	5 → 11	9 → 15	2 → 8	6 → 12	10 → 16
13 → 19	17 → 23	21 → 27	14 → 20	18 → 24	22 → 28
25 → 31	29 → 35	33 → 3	26 → 32	30 → 36	34 → 4

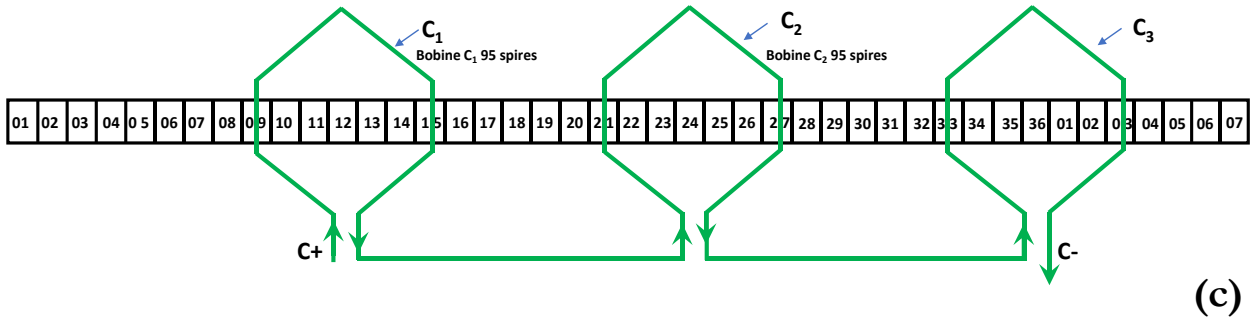
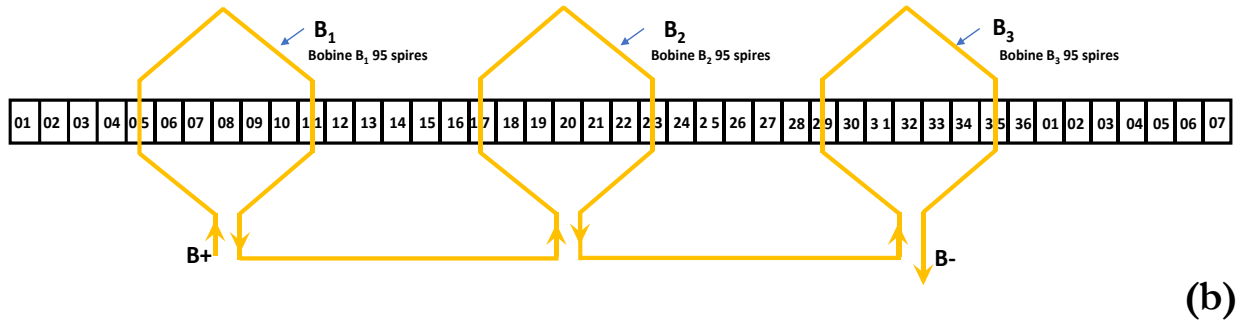
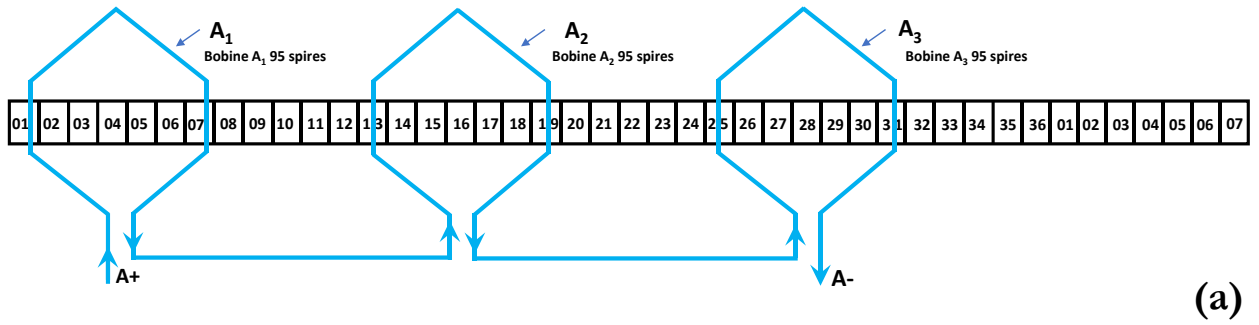
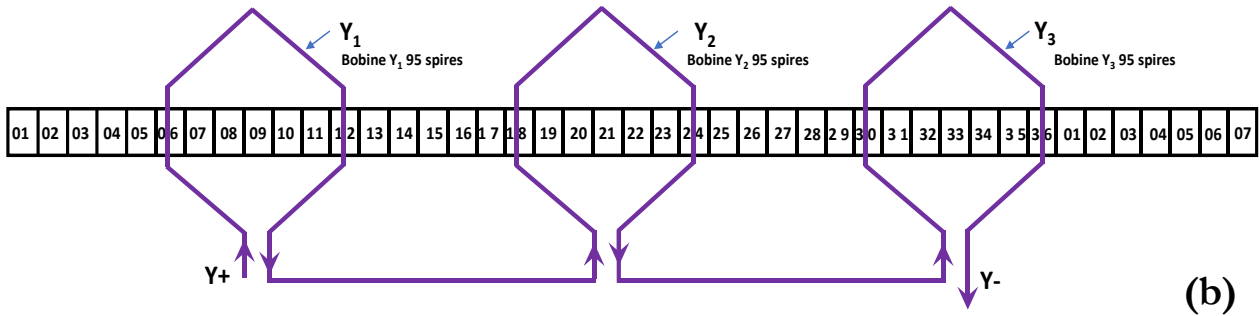
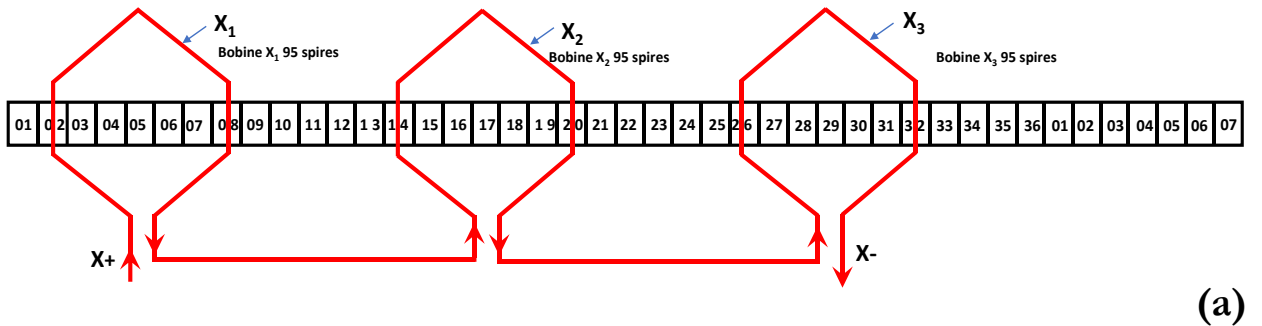


Fig.II.11: Diagramme de bobinage d'une MASDE (étoile 1) ; a : phase 1; b: phase 2 ; phase 3



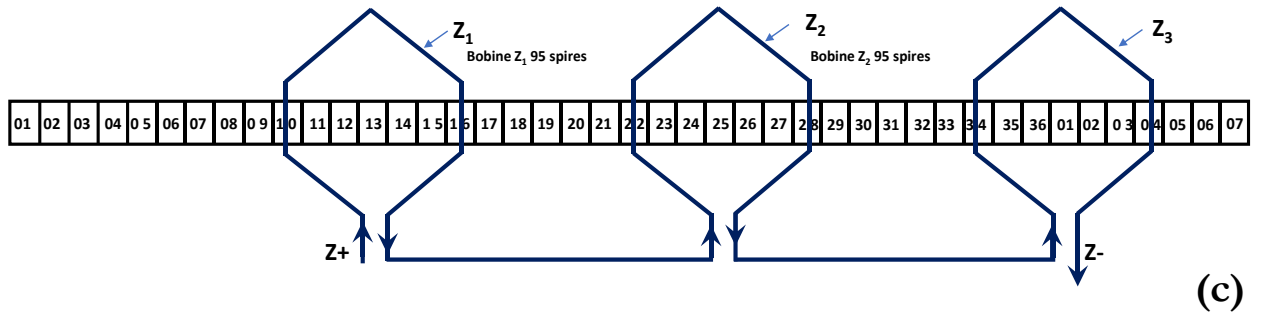


Fig.II.12: Diagramme de bobinage d'une MASDE (étoile 2) ; a : phase 4 ; b : phase 5 ;c: phase 6.

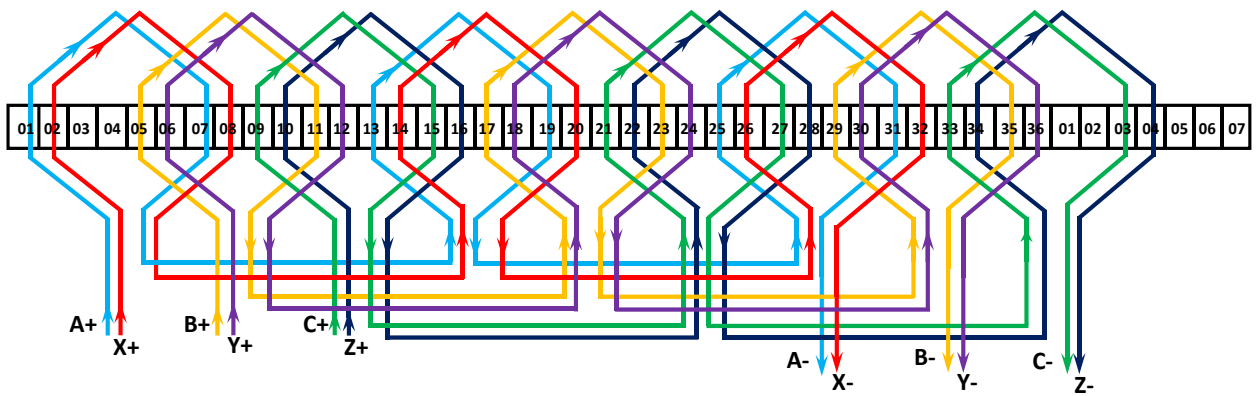


Fig.II.13: Diagramme de bobinage d'une MASDE (étoile 1+ 2) .



Fig.II.14: Répartition des six phases dans les encoches du stator du MASDE

II.2.1.9 Conception du MASDE

L'objectif principal de la conception est d'obtenir les dimensions complètes des différentes parties de la machine et d'améliorer le couple. La procédure principale de conception pas à pas du MASDE est illustrée dans la **Fig.II.15**. Cette conception vise à obtenir un coût inférieur, un poids réduit, une taille réduite et de meilleures performances de fonctionnement [59].

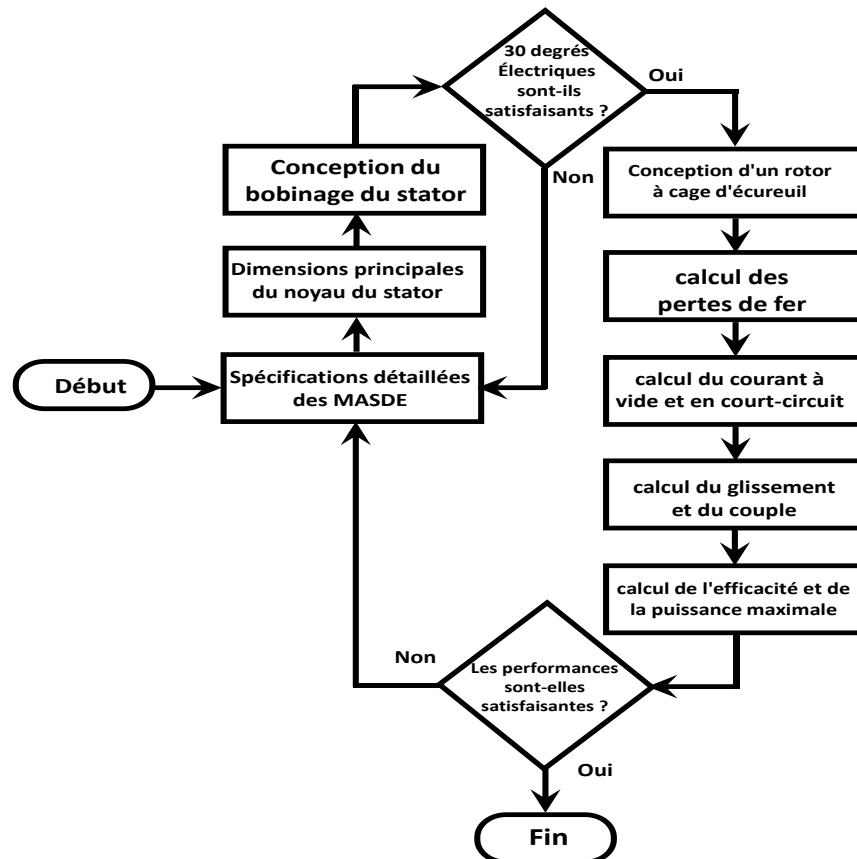


Fig.II.15: Algorithme de diagramme de MASDE

II.2.1.10 Identification des paramètres du MASDE

Pour effectuer une étude approfondie du comportement, un diagnostic des défauts ou pour appliquer une commande sur une machine électrique quelconque, il est essentiel de déterminer avec précision divers paramètres de la machine. Ces paramètres incluent notamment les résistances et inductances statoriques et rotoriques, ainsi que le moment d'inertie. Ces valeurs sont cruciales car elles influencent directement les performances, la stabilité et l'efficacité de la machine.

Pour mener à bien cette identification, nous avons choisi un MASDE, spécifique dont les caractéristiques sont détaillées en (**Annexe A**)

Ces caractéristiques nous permettent de modéliser le moteur avec précision et de simuler son comportement sous différentes conditions opérationnelles. En utilisant des instruments de mesure

appropriés et des méthodes de calcul avancées, nous avons pu déterminer ces paramètres avec une grande précision. Les résultats obtenus ont ensuite été validés à l'aide de simulations dans l'environnement Simulink de MATLAB, confirmant ainsi la fiabilité des valeurs calculées et leur adéquation avec les données expérimentales.

II.2.1.11 Résultats de l'identification des paramètres du MAS

Les calculs liés à la machine étudiée sont décrits en détail dans l'Annexe A, les paramètres spécifiques du MASDE sont résumés dans le Tab.II.2.

Tab.II.2: Paramètres identifiés du MASDE

Désignation (abréviation)		Valeur [unité]	
Puissance (P_n)		1.1	[kW]
La tension (U_n)		220	[V]
Le courant (I_n)		3	[A]
Résistance statorique (R_s)	Étoile 01	6.343	[Ω]
	Étoile 01	6.648	[Ω]
Résistance statorique (R_r)		4.052	[Ω]
Inductance $L = L_{s,r}$		0.393	[H]
Inductance Mutuelle (M)		0.239	[H]
La Vitesse nominal (Ω_r)		940	[tr/min]
Coef de frottement (f)		0.0035	[Nm.s/rad]
Moment d'inertie (J)		0.017395	[kg.m ²]
Nombre de pair de pôle (p)		3	-

II.2.1.12 Avantage set les inconvénients des machines multiphasées

A. Les Avantages

- *La fiabilité*

Les machines multiphasées possèdent la capacité de continuer à fonctionner même en cas de perte d'une ou plusieurs phases du convertisseur statique qui les alimente. Dans ce régime dégradé, le $C_{ém}$

subit une légère diminution. L'alimentation de ces machines s'effectue à l'aide de convertisseurs de puissance

Afin d'augmenter la fiabilité du système comprenant la machine et le convertisseur, Il est conseillé d'alimenter chaque enroulement en étoile de la machine au moyen de son propre convertisseur statique triphasé.

Tab.II.3: Évaluation de puissance absorbée et du couple électromagnétique produit par la MASDE [58].

Scénario de fonctionnement	Puissance consommée(W)	Couple généré (N.m)
État nominal sans défaut	3728,53	30,01
Défaillance sur une seule phase	1716,06	14,00
Pertes sur deux phases voisines (phases A et B)	1422,64	11,65
Coupure de deux phases non consécutives (A et X)	2565,50	21,02
Trois phases voisines hors service (A, B et C)	541,60	4,00
Perte de trois phases non adjacentes (A, B et X)	990,28	8,11
Coupure de A, C et Y (phases non adjacentes)	2328,09	19,08

Avec :

A, B et C : les phases de la 1^{ère} Star ;

X, Y et Z : les phases de la 2^{ème} Star

- *Segmentation (Répartition) de puissance*

Dans les machines multiphasées, plus le nombre de phases augmente, plus la puissance véhiculée par chaque phase diminue, ce qui se traduit par une diminution de la sollicitation sur chaque bras du convertisseur statique. Ce bénéfice offre la possibilité de dimensionner les onduleurs avec des composants semi-conducteurs de puissance plus faible, capables de fonctionner à des fréquences de découpage plus élevées, comme les IGBT.

• Réduction des harmoniques du couple

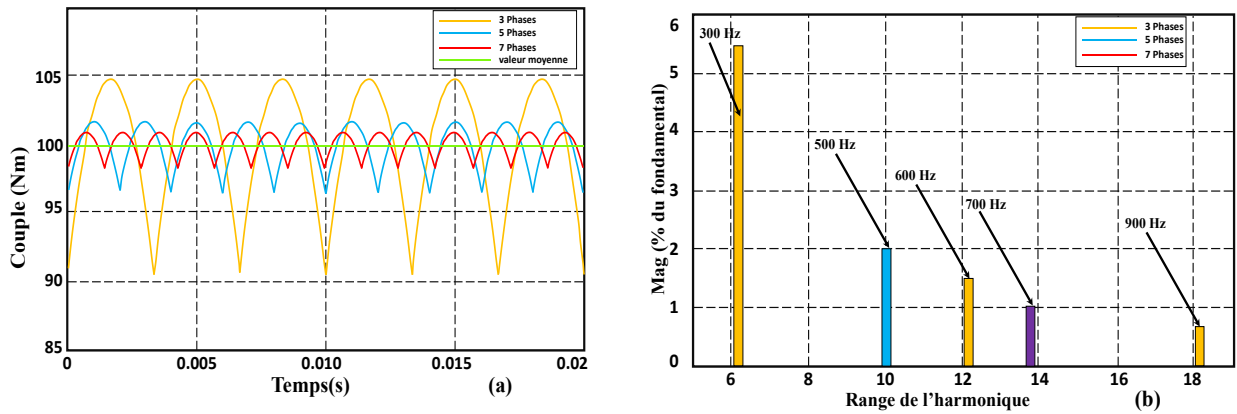


Fig.II.16: Comparaison des machines à 3, 5 et 7 phases : (a) : couples ; (b) : THD

À partir de la Fig.II.16, avec l'accroissement du nombre de phases, on observe une atténuation des amplitudes d'ondulation, une élévation de leur fréquence, ainsi que la suppression de certains ordres harmoniques dépendamment de la configuration polyphasée choisie [60].

• Réduction des pertes

La Fig.II.17 Fournit une analyse comparative des pertes énergétiques caractérisant deux configurations de machines électriques : l'une triphasée et l'autre hexaphasée.

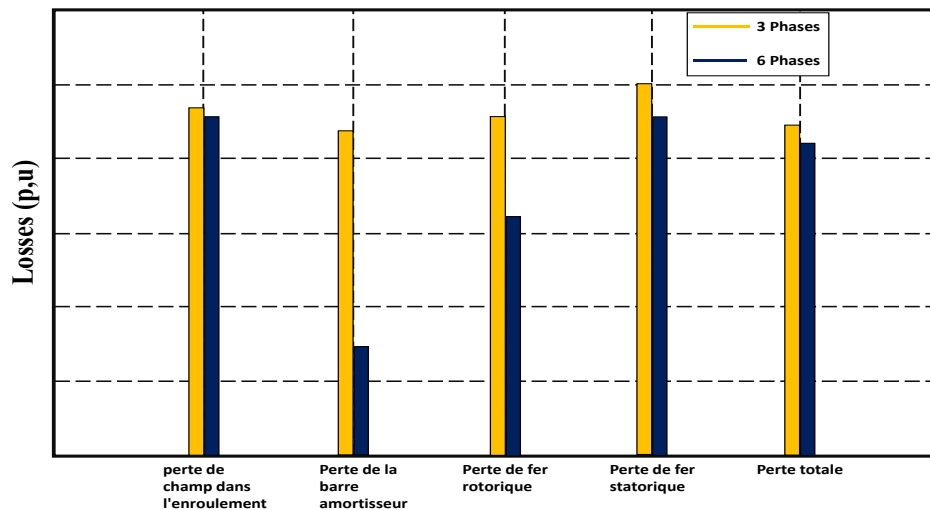


Fig.II.17: Perfectionnement des pertes d'une MSDE par rapport à une MS [62].

Les distinctions majeures entre ces deux machines concernant les pertes :

- Dans la machine à 6 phases, les pertes dans les barres d'amortissement sont relativement faibles, en raison d'une onde de FMM statorique plus régulière que celle observée dans une machine triphasée ;

- Effets de pertes magnétiques internes au roto sont également réduites dans la machine à 6 phases, cette diminution, observée dans les pertes totales de fer, s'explique par la baisse des courants statoriques circulant dans ce type de machine ;
- La machine à six phases enregistre des pertes totales inférieures à celles de la machine triphasée, ce qui se traduit par une amélioration notable de son efficacité énergétique;
- Une diminution notable des pertes de cuivre du stator est observée avec l'augmentation du nombre de phases.

B. Les inconvénients

Les principaux désavantages d'une machine à basse vitesse multiphasée (plus de trois phases) réside dans son diamètre et son volume considérables.

L'accroissement du nombre de phases induit une hausse du nombre de dispositifs semi-conducteurs au sein des convertisseurs, ce qui entraîne une augmentation significative du coût global de l'ensemble convertisseur-machine, tout en complexifiant l'architecture de commande.

Par ailleurs, les configurations multiphasées non conventionnelles (telles que celles à 2, 5 ou 7 phases) exigent le développement de stratégies de commande dédiées, les techniques classiques prévues pour les systèmes triphasés ne pouvant être transposées directement à ces topologies.

II.2.2 Modélisation de GASDE

II.2.2.1 Brève description de la GASDE

Machines à six phases est considérée comme l'une des machines multiphasées les plus connues en raison de sa grande durabilité et de sa facilité de contrôle par rapport aux autres machines multiphasées. Dans cette machine, il y a deux parties statoriques et un seul rotor. Cette machine a été proposée pour augmenter la valeur du couple et de la puissance car l'utilisation de machines triphasées ne permet pas d'obtenir des puissances plus importantes. Cette machine a été étudiée dans plusieurs articles scientifiques différents [61][62][63] et a montré des performances exceptionnelles, ce qui en fait la machine la plus adaptée à cette étude. Le modèle GASDE se compose d'un stator équipé de deux enroulements de phase identiques, disposés avec un décalage d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$ et d'un rotor à cage d'écureuil. La **Fig.II.18** montre schématiquement les enroulements du MASDE [63][64].

Dans la **Fig.II.18**, les positions des axes magnétiques des enroulements formant les phases de la machine sont représentées. Les grandeurs relatives à la 1^{ère} étoile sont indexées par un indice 1, tandis que celles relatives à la 2^{ème} étoile le sont par un indice 2. L'angle θ_1 exprime la position du rotor (phase ra) par rapport à l'étoile 1 (phase Sa1), tandis que θ_2 représente la localisation angulaire du rotor relativement à l'étoile 2 (phase Sa2).

$$\theta_1 = \Omega_{mec}t + \theta_0 \quad (II.3)$$

$$\theta_2 = \theta_1 - \alpha \quad (II.4)$$

avec :

Ω_{mec} : Vitesse du rotor.

θ_0 : position initiale du rotor par rapport au Sa1

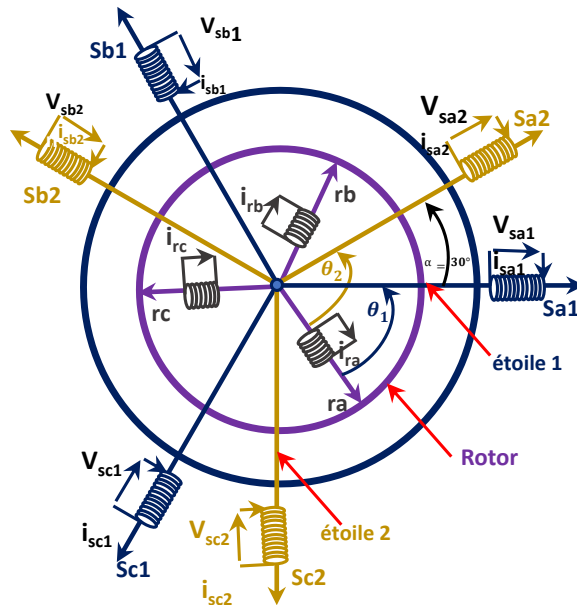


Fig.II.18: Représentation schématique MASDE

Chaque système triphasé équilibré de courants alimente l'une des deux étoiles, ce qui génère un champ tournant dans l'entrefer [112].

Le rapport donné dans l'équation (II.5) est appelé glissement du rotor par rapport au champ rotatif du stator.

$$g = (-\Omega_{mec} + \Omega_s) / \Omega_s \quad (II.5)$$

La pulsation des courants rotoriques : $\omega_r = g \cdot \omega_s$, ainsi, la relation entre la vitesse du rotor Ω_{mec} en fonction de la vitesse de synchronisme ω_s , et le nombre de paires de pôles p de la MASDE est définie par l'équation suivante [64][112] :

$$\Omega_{mec} = (1 - g)\omega_s/p \quad (II.6)$$

II.2.2.2 Hypothèses simplificatrices pour l'étude de la GASDE

La complexité de la GASDE, avec la répartition des environnements et un système spécifique, nécessite une analyse difficile pour calculer la configuration exacte. Ainsi, il est indispensable d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [68][112].

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable ;
- Machine de construction symétrique ;
- On suppose que la force magnétomotrice d'entrefer générée par chaque enroulement suit une distribution sinusoïdale dans l'espace, ce qui revient à ignorer les harmoniques spatiales ;
- On considère l'entrefer comme ayant une largeur constante, en négligeant l'effet d'ouverture des encoches ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable.

II.2.2.3 Modèle de la GASDE dans le repère naturel

En tenant compte des hypothèses simplificatrices énoncées ci-dessus, ainsi que de la notation vectorielle des grandeurs de tension, de courant et de flux pour le GASDE agissant en tant que générateur[64], d'une part, et en appliquant les lois de Faraday sur les enroulements triphasés des deux étoiles et sur le rotor à cage d'écureuil, qui résultent de la combinaison des lois d'Ohm et de Lenz, d'autre part, la machine entière peut être régie par la même loi en superposant les effets dus à la présence simultanée des trois circuits. Ainsi, nous pouvons écrire [63][66][67][112] :

A. Equations des tensions en mode générateur

- *Equations des tensions pour l'étoile 1*

$$[V_{s1}] = -[R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d[\Psi_{s1}]}{dt} \quad (II.7)$$

Avec :

$$[V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix}, [i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}, [\Psi_{s1}] = \begin{bmatrix} \Psi_{as1} \\ \Psi_{bs1} \\ \Psi_{cs1} \end{bmatrix}, [R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix}$$

V_{as1}, V_{bs1} et V_{cs1} : Tensions simples des phases la 1^{ère} étoile ;

I_{as1}, I_{bs1} et I_{cs1} : Courants des phases de la 1^{ère} étoile ;

Ψ_{as1}, Ψ_{bs1} et Ψ_{cs1} : Flux propres circulant dans la 1^{ère} étoile ;

R_{as1}, R_{bs1} et R_{cs1} : Résistances des phases statoriques de l'étoile 1 ;

• **Equations des tensions pour l'étoile 2**

$$[V_{s2}] = -[R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d[\Psi_{s2}]}{dt} \quad (II.8)$$

Avec :

$$[V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix}, [i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}, [\Psi_{s1}] = \begin{bmatrix} \Psi_{as1} \\ \Psi_{bs1} \\ \Psi_{cs1} \end{bmatrix}, [R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix},$$

V_{as2}, V_{bs2} et V_{cs2} : Tensions simples des phases de l'étoile 2 ;

I_{as2}, I_{bs2} et I_{cs2} : Courants des phases de la 2^{ème} étoile ;

Ψ_{as2}, Ψ_{bs2} et Ψ_{cs2} : Flux propres circulant dans la 2^{ème} étoile ;

R_{as2}, R_{bs2} et R_{cs2} : Résistances des phases statoriques de la 2^{ème} étoile .

• **Equations des tensions pour le rotor**

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\Psi_r]}{dt} \quad (II.9)$$

Avec :

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}, [i_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}, [\Psi_r] = \begin{bmatrix} \Psi_{ar} \\ \Psi_{br} \\ \Psi_{cr} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

V_{ar}, V_{br} et V_{cr} : Tensions simples des phases de 1^{ère} étoile ;

I_{ar}, I_{br} et I_{cs1} : Courants des phases de 1^{ère} étoile ;

Ψ_{ar}, Ψ_{br} et Ψ_{cr} : Flux propres circulant dans 1^{ère} étoile 1 ;

R_{ar}, R_{br} et R_{cr} : Résistances des phases statoriques de 1^{ère} étoile ;

- *Equations des tensions (forme matricielle) pour la GASDE*

En notation matricielle, on peut écrire :

$$[V] = [R][I] + \frac{d[\Psi]}{dt} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V] &= \begin{bmatrix} [V_{s1}] & [V_{s2}] & [V_{sr}] \end{bmatrix}^{tr} = \begin{bmatrix} V_{as1} & V_{bs1} & V_{cs1} & V_{as2} & V_{bs2} & V_{cs2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^{tr} \\ [I] &= \begin{bmatrix} [I_{s1}] & [I_{s2}] & [I_{sr}] \end{bmatrix}^{tr} = \begin{bmatrix} I_{as1} & I_{bs1} & I_{cs1} & I_{as2} & I_{bs2} & I_{cs2} & I_{ar} & I_{br} & I_{cr} \end{bmatrix}^{tr} \\ [\Psi] &= \begin{bmatrix} [\Psi_{s1}] & [\Psi_{s2}] & [\Psi_{sr}] \end{bmatrix}^{tr} = \begin{bmatrix} \Psi_{as1} & \Psi_{bs1} & \Psi_{cs1} & \Psi_{as2} & \Psi_{bs2} & \Psi_{cs2} & \Psi_{ar} & \Psi_{br} & \Psi_{cr} \end{bmatrix}^{tr} \\ [R] &= \begin{bmatrix} [R_{s1}] & [0] & [0] \\ [0] & [R_{s2}] & [0] \\ [0] & [0] & [R_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{as2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{bs2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{cs2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

B. Modélisation des flux magnétiques et de la matrice d'inductances

Le flux total embrassé par une phase de l'étoile 1 est obtenu par la somme vectorielle de l'effet du courant dans la bobine considérée et de l'effet des courant circulant dans les autre bobines cette addition peut être exprimée sous forme matricielle [67][112].

- *Pour l'étoile 1, on obtient :*

$$[\Psi_{s1}] = [L_{s1}] \cdot [I_{s1}] + \begin{bmatrix} [M_{s1,s2}] \end{bmatrix} \cdot [I_{s2}] + [M_{s1,r}(\theta_1)] \cdot [I_r] \quad (\text{II.11})$$

- *Pour l'étoile 2, on obtient :*

$$[\Psi_{s2}] = [L_{s2}] \cdot [I_{s2}] + \begin{bmatrix} [M_{s2,s1}] \end{bmatrix} \cdot [I_{s1}] + [M_{s2,r}(\theta_2)] \cdot [I_r] \quad (\text{II.12})$$

- *Pour le rotor, on obtient :*

$$[\Psi_r] = [L_r] \cdot [I_r] + [M_{r,s1}(\theta_1)] \cdot [I_{s1}] + [M_{r,s2}(\theta_2)] \cdot [I_{s2}] \quad (\text{II.13})$$

Les sous-matrices $[M_{r,s1}(\theta_1)]$, $[M_{r,s2}(\theta_2)]$ et $[M_{s2,s1}(\alpha)]$ sont détaillées en **annexe C**.

En réécrivant tout ceci sous forme compacte, on obtient la matrice inductances pour la GASDE:

$$\begin{bmatrix} [\Psi_{s1}] \\ [\Psi_{s2}] \\ [\Psi_4] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1}] & [M_{s2,s1}] & [M_{s1,r}(\theta_1)] \\ [M_{s1,s2}] & [L_{s2}] & [M_{s2,r}(\theta_2)] \\ [M_{r,s1}(\theta_2)] & [M_{r,s2}(\theta_2)] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

• **Inductances dans l'étoile 1**

Les inductances de l'expression (II.11), par exemple, sont définies comme ci-dessous.

$$[L_{s1}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$

Où :

L_s : inductance propre de chaque phase de l'étoile 1 et M_s l'inductance mutuelle entre deux phases de cette étoile.

$$L_s = L_{ps} + l_s, \quad M_s = -\frac{1}{2} L_{ps} \quad (\text{II.15})$$

L_{ps} : Inductance principale de chaque phase de l'étoile 1

l_s : Inductance de fuites (magnétisante) d'une phase de l'étoile 1

L'expression $[L_{s1}] \cdot [I_{s1}]$ peut s'écrire :

$$[L_{s1}] \cdot [I_{s1}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as1} \\ I_{bs1} \\ I_{cs1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

En remplacer l'équation (II.15) dans (II.16), on obtient :

$$L_{s1} = \begin{bmatrix} L_{ps} + l_s & -\frac{1}{2}L_{ps} & -\frac{1}{2}L_{ps} \\ -\frac{1}{2}L_{ps} & L_{ps} + l_s & -\frac{1}{2}L_{ps} \\ -\frac{1}{2}L_{ps} & -\frac{1}{2}L_{ps} & L_{ps} + l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

En diagonalisation (calcul des valeurs propres) de la matrice L_{s1} , on trouve : [64][65][66]:

- Une valeur propre l_s associée au mode homopolaire $[1 \ 1 \ 1]^T$,
- Deux valeurs propres égales $l_s + \frac{3}{2}L_{ps}$ associées au sous-espace triphasé équilibré (somme des courants nulle).

On définit alors l'inductance cyclique principale de l'étoile 1 par :

$$L_S^{(c)} = \frac{3}{2}L_{ps} \quad (\text{II.18})$$

L'inductance cyclique propre (dans le sous-espace triphasé équilibré) vaut $l_s + L_S^{(c)}$

et, en utilisant l'équation (II.18), la matrice (II.17) peut se réécrire sous la forme compacte :

$$[L_{s1}] \cdot [I_{s1}] = (l_s \cdot [I_3] + L_S^{(c)} \cdot [B]) [I_{s1}] \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$[I_3] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} ; [B] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}$$

L'équation (II.20) ne conserve, dans le bloc propre de l'étoile 1, que le terme de fuite ($l_s [I_3]$) $[I_{s1}]$ tandis que la contribution magnétisante ($L_S^{(c)} [B]$) $[I_{s1}]$ est représentée de façon équivalente par les matrices d'inductances mutuelles $[M_{s1,s2}(\alpha)]$ et $[M_{s1,r}(\theta_1)]$ reliant l'étoile 1 à l'étoile 2 et au rotor, la même chose pour les équations (II.21-22)

C. Formulation matricielle des flux magnétiques de la GASDE

Les expressions des flux pour l'ensemble de la machine sont :

- *Pour 1^{ère} étoile*

D'après l'expression (II.11), on a :

$$[\Psi_{s1}] = [L_{s1}] \cdot [I_{s1}] + \left[[M_{s1,s2}(\alpha)] \right] \cdot [I_{s2}] + [M_{s1,r}(\theta_1)] \cdot [I_r]$$

D'où :

$$[\Psi_{s1}] = \begin{bmatrix} \Psi_{as1} \\ \Psi_{bs1} \\ \Psi_{cs1} \end{bmatrix} = l_s \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as1} \\ I_{bs1} \\ I_{cs1} \end{bmatrix} + [M_{s1,s2}(\alpha)]^t \cdot \begin{bmatrix} I_{as2} \\ I_{bs2} \\ I_{cs2} \end{bmatrix} + [M_{s1,r}(\theta_1)] \cdot \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

- *Pour 2^{ème} étoile*

Si les deux étoiles sont de conception identique, leur inductance cyclique est la même, et la relation entre le flux de l'étoile 2 et le courant dans l'étoile 1 est exprimée par la matrice transposée. $[M_{s1s2}]^t$.

D'après l'expression (II.12), on a :

$$[\Psi_{s2}] = [L_{s2}] \cdot [I_{s2}] + [[M_{s2,s1}(\alpha)]] \cdot [I_{s1}] + [M_{s2,r}(\theta_2)] \cdot [I_r]$$

D'où :

$$[\Psi_{s2}] = \begin{bmatrix} \Psi_{as2} \\ \Psi_{bs2} \\ \Psi_{cs2} \end{bmatrix} = l_s \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as2} \\ I_{bs2} \\ I_{cs2} \end{bmatrix} + [M_{s2,s1}(\alpha)]^t \cdot \begin{bmatrix} I_{as1} \\ I_{bs1} \\ I_{cs1} \end{bmatrix} + [M_{s2,r}(\theta_2)] \cdot \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

- *Pour la partie rotorique*

L'enroulement rotorique triphasé possède une inductance cyclique définie de manière similaire à celle d'un stator. Les matrices qui relient les flux rotoriques aux courants statoriques sont les transposées des matrices correspondantes [69].

D'après l'expression (II.13), il en résulte que :

$$[\Psi_r] = [M_{r,s1}(\theta_1)] \cdot [I_{s1}] + [M_{r,s2}(\theta_2)] \cdot [I_{s2}] + [L_r] \cdot [I_r]$$

$$[\Psi_r] = \begin{bmatrix} \Psi_{ar} \\ \Psi_{br} \\ \Psi_{cr} \end{bmatrix} = l_r \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + [M_{s1,r}(\theta_1)]^t \cdot \begin{bmatrix} I_{as1} \\ I_{bs1} \\ I_{cs1} \end{bmatrix} + [M_{s2,r}(\theta_2)]^t \cdot \begin{bmatrix} I_{as2} \\ I_{bs2} \\ I_{cs2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

En tenant compte de ce qui suit :

$$l_r = l_r + l_{pr} \text{ et } \ell_{pr} = \frac{3}{2} L_{pr} ;$$

ℓ_r : Induction cyclique propre au rotor à cage d'écureuil ;

l_r : Inductance de fuites au rotor ;

ℓ_{pr} : inductance cyclique principale du « Rotor »

D. L'équation mécanique du générateur étudié

L'expression (II.17) représente l'équation de base régissant le mouvement de la machine, est une description mathématique précise de ses dynamiques, essentielle pour modéliser et comprendre son comportement dans différents scénarios opérationnels.

a. Expression du « couple électromagnétique »

Le calcul du $C_{ém}$ instantané d'une machine électrique repose sur le principe fondamental de la conservation de l'énergie. Ce couple, noté $C_{ém}$, est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie « électromagnétique stockée » par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor.

$$C_{ém} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{s1}]^{tr} \\ [I_{s2}]^{tr} \\ [I_r]^{tr} \end{bmatrix} \left\{ \frac{d}{d\theta_n} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s2,s1}(\alpha)] & [M_{s1,r}(\theta_1)] \\ [M_{s2,s1}(\alpha)] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}(\theta_2)] \\ [M_{r,s1}(\theta_1)] & [M_{r,s2}(\theta_2)] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

$[I]$: vecteur défini dans la relation (II.10)

θ_n : est un angle repérant la position du rotor par rapport au stator. Dans notre cas, on utilise $\theta_n = \theta_1$ ou θ_2 selon le stator considéré mais comme $\theta_1 = \theta_2 + \alpha$, $\frac{d[L]}{d[\theta_1]} = \frac{d[L]}{d[\theta_2]}$ puisque α et une valeur (angle) constant.

L'ensemble des inductances, qu'elles soient propres ou mutuelles, est représenté dans la matrice $[L]$ de l'expression (II.10). Pour des étoiles identiques, les relations d'inductance sont équivalentes, ce qui peut être représenté par la matrice suivante :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{s1}] & [M_{s2s1}] & [M_{sr}(\theta_1)] \\ [M_{s2s1}] & [L_{s2}] & [M_{sr}(\theta_2)] \\ [M_{s2r}(\theta_1)] & [M_{s2r}(\theta_2)] & [L_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1}] & [M_{ss}] & [M_{sr}(\theta_1)] \\ [M_{ss}]^{tr} & [L_s] & [M_{sr}(\theta_2)] \\ [M_{sr}(\theta_1)]^{tr} & [M_{sr}(\theta_2)]^{tr} & [L_r] \end{bmatrix}$$

$$\frac{d[L]}{d\theta_q} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{d[M_{sr}(\theta_1)]}{d\theta_1} \\ 0 & 0 & \frac{d[M_{sr}(\theta_2)]}{d\theta_2} \\ \frac{d[M_{sr}(\theta_1)]^{tr}}{d\theta_1} & \frac{d[M_{sr}(\theta_2)]^{tr}}{d\theta_2} & 0 \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

L'expression (II.24) devient donc :

$$C_{ém} = \frac{1}{2} \left[[I_{s1}]^{tr} \cdot [I_{s2}]^{tr} \cdot [I_r]^{tr} \right] \begin{bmatrix} \frac{d[M_{sr}(\theta_1)]}{d\theta_1} \cdot [I_r] \\ \frac{d[M_{sr}(\theta_2)]}{d\theta_2} \cdot [I_r] \\ \frac{d[M_{sr}(\theta_2)]}{d\theta_2} \cdot [I_{s2}] + \frac{d[M_{sr}(\theta_1)]}{d\theta_1} \cdot [I_{s1}] \end{bmatrix}$$

En développant, on obtient :

$$C_{ém} = \frac{1}{2} \left[[I_{s1}]^{tr} \cdot \frac{d[M_{sr}(\theta_1)]}{d\theta_1} \cdot [I_r] + [I_{s2}]^{tr} \cdot \frac{d[M_{sr}(\theta_2)]}{d\theta_2} \cdot [I_r] \right. \\ \left. + [I_r]^{tr} \cdot \frac{d[M_{sr}(\theta_2)]}{d\theta_2} \cdot [I_{s2}] + [I_r]^{tr} \cdot \frac{d[M_{sr}(\theta_1)]}{d\theta_1} \cdot [I_{s1}] \right]$$

Dans cette expression, le premier terme est égal au quatrième et le deuxième terme est égal au troisième. Donc on finit par comprendre, on obtient finalement :

$$C_{ém} = \left[[I_{s1}]^{tr} \frac{d[M_{sr}(\theta_1)]}{d\theta_1} [I_r] + [I_{s2}]^{tr} \frac{d[M_{sr}(\theta_2)]}{d\theta_2} [I_r] \right] \quad (II.25)$$

II.2.2.4 Modèle de « GASDE » dans les axes (d,q)

La Fig. II.19 illustre la modélisation des enroulements de la « GASDE » dans le repère de Park.

Dans le repère (d, q), le modèle équivalent de la GASDE en régime à vide se ramène à une représentation équivalente monophasée, comparable à celle d'une machine asynchrone conventionnelle à double étoile, comme montré dans la Fig.II.19.

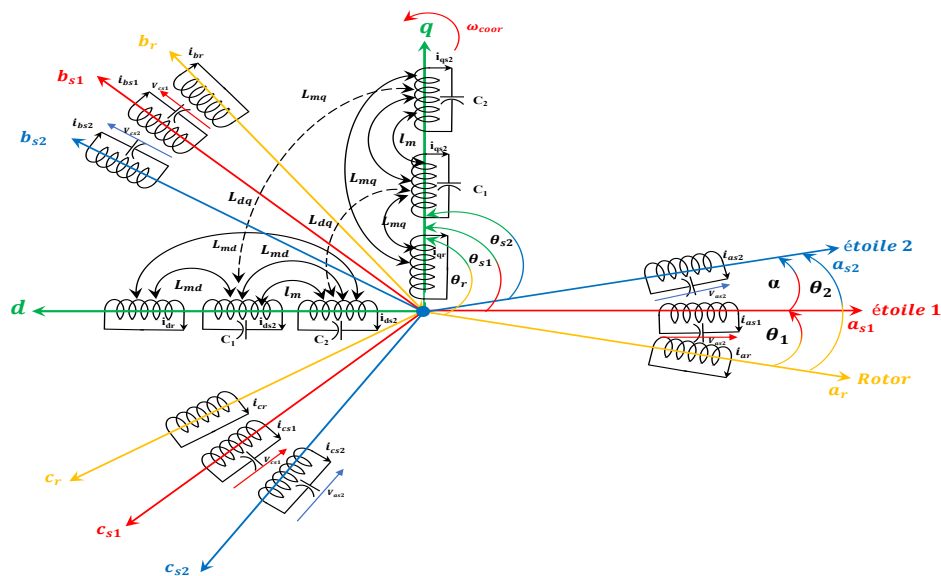


Fig.II.19: Représentation du modèle de la GASDE selon les axes (d, q)

À partir de la **Fig.II.19**, les relations entre les angles sont déduites comme suit :

$$\begin{cases} \theta_{s1} = \theta_1 + \theta_r \\ \theta_{s2} = \theta_{s1} - \alpha = \theta_1 - \theta_r - \alpha \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

θ_{s1} : Angle entre « l'axe magnétique » de a_{s1} et l'axe d

θ_{s2} : Angle entre « l'axe magnétique » de a_{s2} et l'axe d

θ_r : Angle entre « l'axe magnétique » de a_r et l'axe d

Une matricede transformation unique est définie pour les courants, les tensions et les flux, conservant l'invariance de la puissance et étant orthogonale. En supposant que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles (système équilibré), La conversion du système triphasé (a, b, c) vers le système biphasé (d, q) se fait à l'aide de la matrice Parc naturel [67].

A. Equation électrique

Le modèle de la machine asynchrone double étoile, exprimé dans le repère biphasé (d, q) associé au champ tournant, est formulé à l'aide des transformations normées de Park, permettant ainsi la conservation de la puissance. En appliquant ces transformations aux tensions ainsi qu'aux flux statoriques, nous obtenons les modèles électrique (II.27,28,29) et magnétique (II.30) [67]

- *Pour le l'étoile 1 :*

$$\begin{cases} V_{ds1} = -R_{s1}I_{ds1} + \frac{d}{dt}\Psi_{ds1} - \omega_s\Psi_{qs1} \\ V_{qs1} = -R_{s1}I_{qs1} + \frac{d}{dt}\Psi_{qs1} + \omega_s\Psi_{ds1} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

- *Pour le l'étoile 2 :*

$$\begin{cases} V_{ds2} = -R_{s2}I_{ds2} + \frac{d}{dt}\Psi_{ds2} - \omega_s\Psi_{qs2} \\ V_{qs2} = -R_{s2}I_{qs2} + \frac{d}{dt}\Psi_{qs2} + \omega_s\Psi_{ds2} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

- *Pour le rotor :*

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}\Psi_{dr} - (\omega_s - \omega_r)\Psi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}\Psi_{qr} + (\omega_s - \omega_r)\Psi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Où ω_{coord} représente la vitesse de rotation du référentiel (d, q) de Park. Elle est susceptible d'adopter trois valeurs, chacune correspondant à un référentiel distinct :

Si : $\omega_{coord} = 0$ donc Repère lié au Stator ;

$\omega_{coord} = \omega_r$ donc Repère lié au Rotor ;

$\omega_{coord} = \omega_s$ donc Repère lié au champ tournant

R_{s1}, R_s et R_r Il s'agit respectivement les s résistances du stator (Étoile 1 et 2) et du rotor.

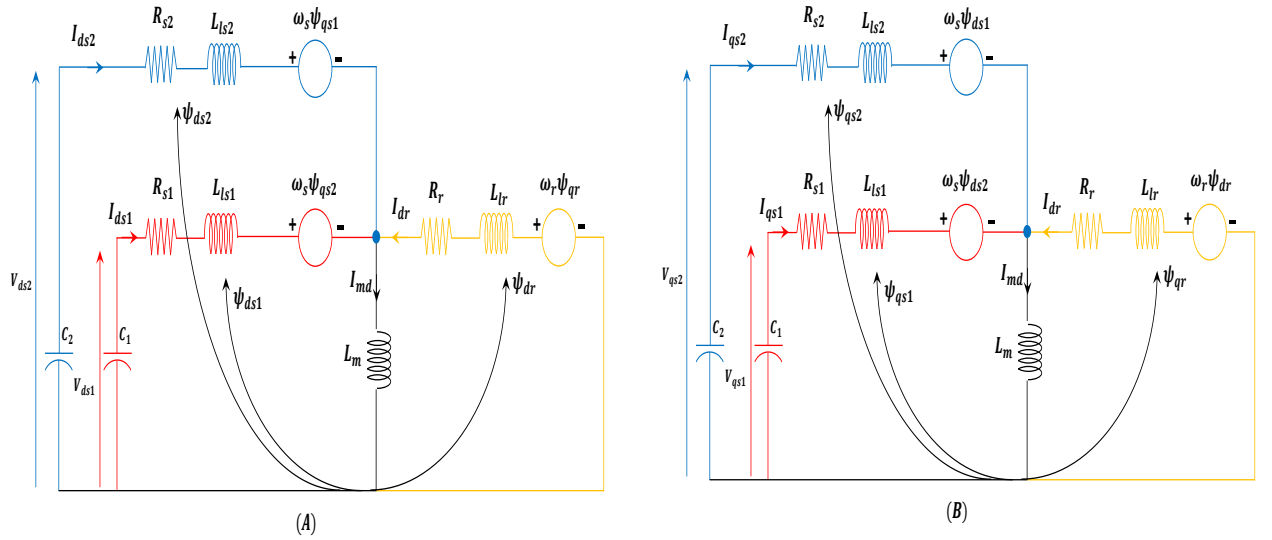


Fig.II.20: Modèle de la GASDE A : Axe q B : Axe d

B. Equations magnétiques

Les expressions des flux statoriques et rotoriques en fonction des courants sont d' définies par le système d'équations suivant [67][69][40][112] :

$$\begin{cases} \Psi_{ds1} = -L_{s1}I_{ds1} - L_m(I_{ds1} + I_{ds2}) + L_{md}(-I_{ds1} - I_{ds2} + I_{dr}) + L_{dq}I_{qs2} \\ \Psi_{qs1} = -L_{ds1}I_{qs1} - L_m(I_{qs1} + I_{qs2}) + L_{mq}(-I_{qs1} - I_{qs2} + I_{qr}) + L_{dq}I_{ds2} \\ \Psi_{ds2} = -L_{qs2}I_{ds2} - L_m(I_{ds1} + I_{ds2}) + L_{md}(-I_{ds1} - I_{ds2} + I_{dr}) + L_{dq}I_{qs1} \\ \Psi_{qs2} = -L_{ds2}I_{qs2} - L_m(I_{qs1} + I_{qs2}) + L_{mq}(-I_{qs1} - I_{qs2} + I_{qr}) - L_{dq}I_{ds1} \\ \Psi_{dr} = L_{dr}I_{dr} + L_{md}(-I_{ds1} - I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Psi_{qr} = L_{qr}I_{qr} + L_{mq}(-I_{qs1} - I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (II.30)$$

Avec :

$$L_{ds1} = L_m + L_{md} \quad , \quad L_{qs1} = L_m + L_{mq} \quad , \quad L_{ds2} = L_m + L_{md} \quad , \quad L_{qs1} = L_m + L_{mq}$$

$L_{ds1}, L_{qs1}, L_{ds2}$ et L_{qs2} : inductances directes et en quadrature des phases fictives des stators 1 et 2

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre les stators et le rotor.

L_{md}, L_{mq} : inductances de magnétisation directe et en quadrature.

Dans des conditions magnétiques linéaires (Pas de saturation de la MASDE), on peut écrire [64]

$$L_m = L_{md} = L_{mq}, \quad L_{dq} = 0, \quad L_{ds1} = L_{qs1}, \quad L_{ds2} = L_{qs2}, \quad L_{dr} = L_{qr} \quad (\text{II.31})$$

L'inductance cyclique d'inter saturation L_{dq} donnée par [64][65][69][50] :

$$L_{dq} = \frac{I_{md} \cdot I_{mq}}{|I_m|} \left\{ \frac{dL_{mq}}{d|I_m|} \right\} \quad (\text{II.32})$$

$$L_m = \frac{|\bar{\Psi}_m|}{|I_m|} \quad (\text{II.33})$$

Avec :

I_{md}, I_{mq} : les courants de magnétisation directe et en quadrature ;

L_m : L'inductance de magnétisation est déterminée à partir de la caractéristique de magnétisation de la machine [67][69].

Ψ_m, I_m : Les modules du flux et du courant de magnétisation sont déterminés respectivement.

Courant de magnétisation peut être calculé par :

$$\|I_m\| = \sqrt{(-I_{ds1} - I_{ds2} + I_{dr})^2 + (-I_{qs1} - I_{qs2} + I_{qr})^2} \quad (\text{II.34})$$

D'après la littérature, l'inductance mutuelle L_m est généralement modélisée par une fonction non

$$L_m = b_1 + b_2 I_m + b_3 I_m^2 + b_4 I_m^3 \quad (\text{II.35})$$

b_1, b_2, b_3 et b_4 sont des constantes ;

Les inductances de magnétisation directe et en quadrature sont définies de la manière suivante [56][57] :

$$L_{md} = L_m + \left(\frac{I_{md}}{I_{mq}} \right) \cdot L_{dq} \quad (\text{II.36})$$

$$L_{mq} = L_m + \left(\frac{I_{mq}}{I_{mq}} \right) \cdot L_{dq} \quad (\text{II.37})$$

Avec :

$$\begin{cases} I_{md} = -I_{ds1} - I_{ds2} + I_{dr} \\ I_{mq} = -I_{qs1} - I_{qs2} + I_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

C. Puissance absorbée et « couple électromagnétique »

En ignorant les composantes homopolaires, la puissance absorbée par la « GASDE » dans le repère (d, q) peut être exprimée de la manière suivante :

$$P_s = V_{ds1} I_{ds1} + V_{ds2} I_{ds2} + V_{qs1} I_{qs1} + V_{qs2} I_{qs2} \quad (\text{II.39})$$

En remplaçant les tensions (V_{ds1} , V_{ds2} , V_{qs1} et V_{qs2}) par leurs expressions dans les équations (II.27) et (II.28), nous obtenons :

$$P_s = \left(\underbrace{R_{s1} I_{ds1}^2 - R_{s2} I_{ds2}^2 + R_{s1} I_{qs1}^2 + R_{s1} I_{qs2}^2}_{\text{terme 1}} \right) + \left(\underbrace{\frac{d\Psi_{ds1}}{dt} I_{ds1} + \frac{d\Psi_{ds2}}{dt} I_{ds2} + \frac{d\Psi_{qs1}}{dt} I_{qs1} + \frac{d\Psi_{qs2}}{dt} I_{qs2}}_{\text{terme 2}} \right) \quad (\text{II.40})$$

$$+ \omega_s \left(\underbrace{\Psi_{ds1} I_{qs1} + \Psi_{ds2} I_{qs2} - \Psi_{qs1} I_{ds1} + \Psi_{qs2} I_{ds2}}_{\text{terme 3}} \right)$$

On peut résumer les termes qui composent l'équation précédente comme :

- 1^{ère} terme exprime « les pertes joule ».
- 2^{ème} terme correspond à la « puissance électromagnétique » emmagasinée.
- 3^{ème} terme représente la $P_{\text{électrique}}$ convertie en $P_{\text{mécanique}}$, sous l'hypothèse que les pertes fer sont négligeables.

La relation universelle de la puissance électromagnétique est définie comme suit :

$$P_{\dot{e}m} = \omega C_{\dot{e}m} \quad (\text{II.41})$$

À partir du troisième terme de l'équation (II.41) et de l'équation (II.42), on peut déduire l'expression du $C_{\dot{e}m}$:

$$C_{\dot{e}m} = p(\Psi_{ds1} I_{qs1} + \Psi_{ds2} I_{qs2} - \Psi_{qs1} I_{ds1} - \Psi_{qs2} I_{ds2}) \quad (\text{II.42})$$

Il est également possible de dériver une forme alternative du $C_{ém}$ en insérant les expressions des flux statoriques dans l'équation dédiée

$$C_{ém} = pL_m [(I_{qs1} + I_{qs2})I_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2})I_{rq}] \quad (II.43)$$

A partir des équations des flux rotoriques (Ψ_{dr}, Ψ_{qr}) exprimées par (II.24), on tire :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} (\Psi_{dr} - L_m (I_{ds1} + I_{ds2})) \\ I_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} (\Psi_{qr} - L_m (I_{qs1} + I_{qs2})) \end{cases} \quad (II.44)$$

En remplaçant la matrice de Park pour le rotor et (II.9) dans La matrice de Park pour 2^{ème} étoile, Le $C_{ém}$ sera alors formulé en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques dans le repère de Park (d, q) [71] :

$$C_{ém} = p \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{L_m}{L_r + L_m}\right) \{ (I_{qs1} + I_{qs2}) \Psi_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2}) \Psi_{qr} \} \quad (II.45)$$

D. Mise sous forme d'équation d'état

Machine asynchrone double étoile peut être représentée sous la forme d'état dans un repère d-q lié au champ tournant :

L'expression matricielle de ce système est rapportée dans [23] :

$$[\dot{X}] = [L]^{-1} \{ [B][V] - [C][X] \} \quad (II.46)$$

Où :

$$[X] = [I_{ds1} \quad I_{qs1} \quad I_{ds2} \quad I_{qs2} \quad I_{dr} \quad I_{qr}]^{tr}$$

$$[V] = [V_{ds1} \quad V_{qs1} \quad V_{ds2} \quad V_{qs2} \quad V_{dr} \quad V_{qr}]^{tr}$$

$$[B] = \text{diag}[1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0]^{tr}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} -L_{ds1} & 0 & -L_{md} - l_m & -L_{dq} & L_{md} & 0 \\ 0 & -L_{qs1} & L_{dq} & -L_{md} - l_m & 0 & L_{mq} \\ -L_{md} - l_m & L_{dq} & -L_{ds2} & 0 & L_{md} & 0 \\ -L_{dq} & -L_{md} - l_m & 0 & -L_{qs2} & 0 & L_{mq} \\ -L_{md} & 0 & -L_{md} & 0 & L_{dr} & 0 \\ 0 & -L_{mq} & 0 & -L_{mq} & 0 & L_{qr} \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} -R_{s1} & \omega_s L_{qs1} & -\omega_s L_{dq} & \omega_s (L_{mq} + l_m) & 0 & -\omega_s L_{mq} \\ -\omega_s L_{ds1} & -R_{s1} & -\omega_s (L_{md} + l_m) & -\omega_s L_{dq} & \omega_s L_{md} & 0 \\ \omega_s L_{dq} & \omega_s (L_{mq} + l_m) & -R_{s2} & \omega_s L_{qs2} & 0 & -\omega_s L_{mq} \\ -\omega_s (L_{md} + l_m) & \omega_s L_{dq} & -\omega_s L_{ds2} & -R_{s2} & \omega_s L_{md} & 0 \\ 0 & \omega_{gl} L_{mq} & 0 & \omega_{gl} L_{mq} & R_r & -\omega_{gl} L_{qr} \\ -\omega_{gl} L_{md} & 0 & -\omega_{gl} L_{md} & 0 & \omega_{gl} L_{dr} & R_r \end{bmatrix};$$

Avec :

$$\begin{cases} L_{ds1} = l_{s1} + L_{md} + l_m \\ L_{ds2} = l_{s2} + L_{md} + l_m \\ L_{dr} = l_r + L_{md} \end{cases} \quad \begin{cases} L_{qs1} = l_{s1} + L_{mq} + l_m \\ L_{qs2} = l_{s2} + L_{mq} + l_m \\ L_{qr} = l_r + L_{mq} \end{cases}$$

II.2.2.5 Modélisation de l'auto-amorçage

Les capacités sont connectées en étoile aux bornes des deux enroulements statoriques. Les équations de tension correspondantes, exprimées dans le référentiel du champ tournant, sont données comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dV_{ds1}}{dt} = \frac{1}{C_1} I_{dc1} + \omega_s V_{qs1} \\ \frac{dV_{qs1}}{dt} = \frac{1}{C_1} I_{qc1} - \omega_s V_{ds1} \\ \frac{dV_{ds2}}{dt} = \frac{1}{C_2} I_{dc2} + \omega_s V_{qs2} \\ \frac{dV_{qs2}}{dt} = \frac{1}{C_2} I_{qc2} - \omega_s V_{ds2} \end{cases} \quad (II.47)$$

Les courants d'excitation selon les axes d et q pour l'étoile (1 et 2) sont représentés respectivement par $I_{dc1}, I_{qc1}, I_{dc2}$ et I_{qc2} . Les capacités d'excitation aux bornes de l'étoile (1 et 2) sont notés C_1, C_2 comme décrit dans [64] et [67].

Dans le cas de fonctionnement sans charge, on a :

$$\begin{cases} I_{ds1} = I_{dc1} \\ I_{qs1} = I_{qc1} \\ I_{ds2} = I_{dc2} \\ I_{qs2} = I_{qc2} \end{cases} \quad (II.48)$$

L'expression matricielle de ce système est rapportée dans [23] :

$$[\Lambda] = [L][\chi] \quad (II.49)$$

Où :

$$[\Lambda] = [\Psi_{ds1} \Psi_{qs1} \Psi_{ds2} \Psi_{qs2} \Psi_{dr} \Psi_{qr} V_{ds1} V_{qs1} V_{ds2} V_{qs2}]^{tr}$$

$$[\chi] = [I_{ds1} I_{qs1} I_{ds2} I_{qs2} I_{dr} I_{qr} V_{ds1} V_{qs1} V_{ds2} V_{qs2}]^{tr}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} -L_{ds1} & 0 & -L_{md} - l_m & -L_{dq} & L_{md} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_{qs1} & L_{dq} & -L_{md} - l_m & 0 & L_{mq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -L_{md} - l_m & L_{dq} & -L_{ds2} & 0 & L_{md} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -L_{dq} & -L_{md} - l_m & 0 & -L_{qs2} & 0 & L_{mq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -L_{md} & 0 & -L_{md} & 0 & L_{dr} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_{mq} & 0 & -L_{mq} & 0 & L_{qr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (II.50)$$

Avec :

$$\begin{cases} L_{ds1} = l_{s1} + L_{md} + l_m L_{qs1} = l_{s1} + L_{mq} + l_m \\ L_{ds2} = l_{s2} + L_{md} + l_m L_{qs2} = l_{s2} + L_{mq} + l_m \\ L_{dr} = l_r + L_{md} \\ L_{qr} = l_r + L_{mq} \end{cases}$$

D'après le système d'équations précédent, nous obtenons :

$$[\dot{\chi}] = [A] \cdot [\chi] \quad (II.51)$$

$$\text{Où, } [A] = [L]^{-1} [B] \cdot [C]$$

$$[B] = \begin{bmatrix} R_{s1} & -\omega_s L_{qs1} & \omega_s L_{dq} & -\omega_s (L_{mq} + l_m) & 0 & \omega_s L_{mq} \\ \omega_s L_{ds1} & R_{s1} & \omega_s (L_{md} + l_m) & \omega_s L_{dq} & -\omega_s L_{md} & 0 \\ -\omega_s L_{dq} & -\omega_s (L_{mq} + l_m) & R_{s2} & -\omega_s L_{qs2} & 0 & -\omega_s L_{mq} \\ \omega_s (L_{md} + l_m) & -\omega_s L_{dq} & -\omega_s L_{ds2} & R_{s2} & -\omega_s L_{md} & 0 \\ 0 & -\omega_{gl} L_{mq} & 0 & -\omega_{gl} L_{mq} & R_r & \omega_{gl} L_{qr} \\ \omega_{gl} L_{md} & 0 & \omega_{gl} L_{md} & 0 & -\omega_{gl} L_{dr} & R_r \\ 1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C_2 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_s & 0 & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_s \\ 0 & 0 & -\omega_s & 0 \end{bmatrix}$$

II.2.2.6 Modélisation mathématique des convertisseurs électroniques de puissance

A. Redresseur à commandé MLI

Les redresseurs MLI se différencient des redresseurs conventionnels par l'emploi de dispositifs semi-conducteurs permettant un contrôle aussi bien à l'ouverture qu'à la fermeture. Cette capacité de commande permet un contrôle complet du convertisseur, avec la possibilité de commuter les interrupteurs selon les besoins et à une fréquence élevée.

Il existe deux méthodes principales pour implémenter les redresseurs MLI : On distingue notamment les redresseurs à source de courant et ceux à source de tension [67].

Dans ces structures, la régulation du bus continu est assurée exclusivement par le redresseur, tandis que la capacité de filtrage doit être suffisamment dimensionnée afin de maintenir une tension continue stable, indépendamment des conditions de fonctionnement de la génératrice asynchrone (voir Fig. II.21).

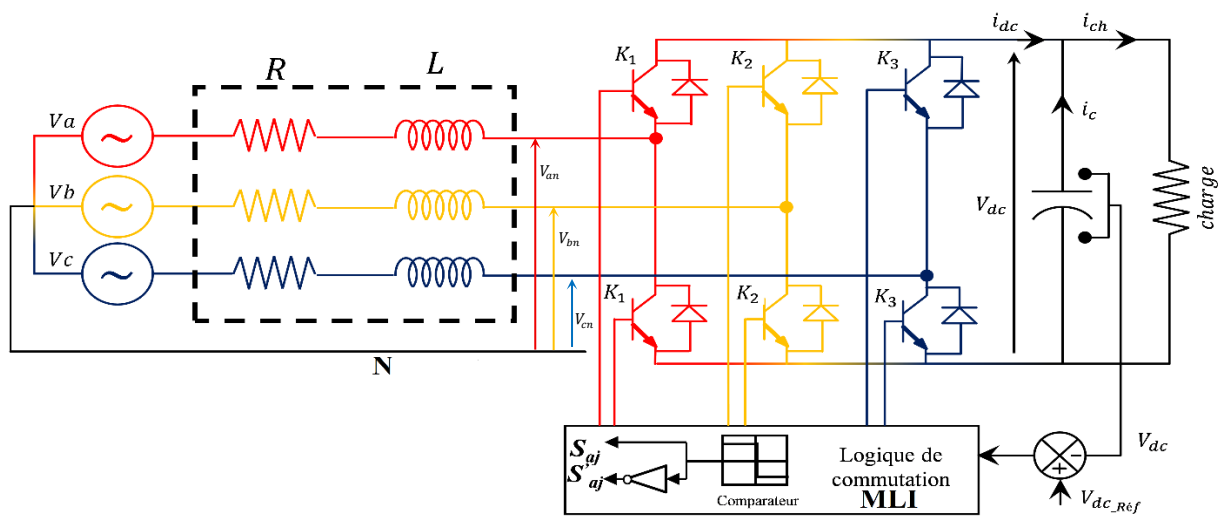


Fig.II.21: Topologie de base d'un redresseur

B. Représentation fonctionnelle du redresseur à MLI dans le référentiel triphasé

Les tensions et les courants du réseau sont exprimés sous les équations II.52 et II.53

$$\begin{cases} V_{an} = E_{\max} \sin(2\pi ft) \\ V_{bn} = E_{\max} \sin(2\pi ft + 2\pi/3) \\ V_{cn} = E_{\max} \sin(2\pi ft - 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

$$\begin{cases} i_{an} = i_{\max} \sin(2\pi ft + \varphi) \\ i_{bn} = i_{\max} \sin(2\pi ft + 3\pi/3 + \varphi) \\ i_{cn} = i_{\max} \sin(2\pi ft - 2\pi/3 + \varphi) \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

Ou E_{\max} , i_{\max} , et $\omega = 2\pi f$ sont les amplitudes de la tension du phase, amplitude du courant et la fréquence angulaire .

La somme des courants i_a i_b et i_c est nulle et le système est équilibré et donnée par (II.54)

$$i_{an} + i_{bn} + i_{cn} = 0 \quad (\text{II.54})$$

On appelle k_i et k_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- si $k_i = 1$, alors k_i est passant et k_i' est ouvert,
- si $k_i = 0$, alors k_i est ouvert et k_i' est passant.

A l'entrée du redresseur, les tensions composées sont données par (II.55) [17]

$$\begin{cases} V_{an} = (S_a - S_b)V_{dc} \\ V_{bn} = (S_b - S_c)V_{dc} \\ V_{cn} = (S_c - S_a)V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

Avec : $(S_a - S_b)$, $(S_b - S_c)$ et $(S_c - S_a)$ sont des fonctions de commutation

Les équations des phases sont données comme suit :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{dc}f_a \\ V_{bn} = V_{dc}f_b \\ V_{cn} = V_{dc}f_c \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

Où :

$$\begin{cases} f_a = \frac{2S_a(S_b - S_c)}{3} \\ f_b = \frac{2S_b(S_a - S_c)}{3} \\ f_c = \frac{2S_c(S_a - S_b)}{3} \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

f_a , f_b et f_c sont de la valeur $0, \pm \frac{1}{3}$ et $\pm \frac{2}{3}$.

$$C \frac{d}{dt} u_{dc} = (i_{cd} S_d + i_{icq} S_q) - i_{dc} \tag{II.64}$$

Avec :

$$S_d = S_\beta \sin(\omega t) + S_\alpha \cos(\omega t) ; S_q = -S_\alpha \sin(\omega t) + S_\beta \cos(\omega t)$$

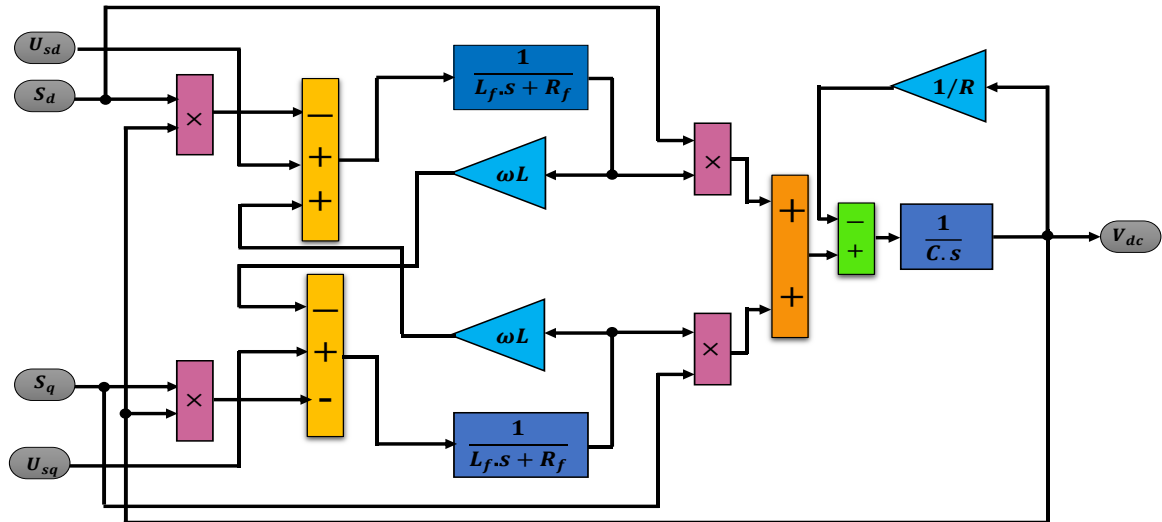


Fig.II.23: Schéma fonctionnel du redresseur PWM en repère d-q

$$\begin{cases} S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \\ S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \end{cases}$$

II.2.2.7 Modélisation du filtre

La tension redressée en sortie du redresseur présente des ondulations notables.

Pour les minimiser, il est nécessaire d'insérer un filtre entre le pont redresseur et les deux onduleurs de tension. Ce filtre est composé d'une inductance connectée en parallèle avec un condensateur ($L - Cf$), comme illustré à la Fig.II.24.

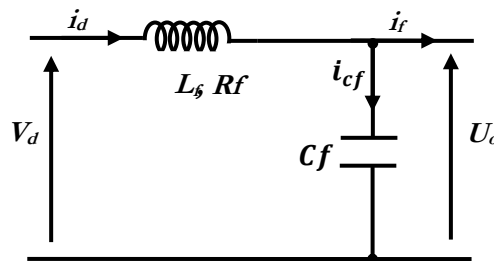


Fig.II.24: Schéma Illustratif du circuit du filtre

Le modèle de ce filtre est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f} (V_d - U_o - R_f i_d) \\ \frac{dU_o}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_{Cf}) = \frac{1}{C_f} (i_d - i_f) \end{cases} \quad (II.65)$$

Où :

R_f : « Résistance interne » de l'inductance L_f .

En procédant à la combinaison des deux équations précédentes (II.65), on déduit la fonction de transfert du filtre. Celle-ci correspond à un système du second ordre, dont l'expression mathématique est donnée comme suit :

$$F(s) = \frac{V_o(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{(L_f C_f .s^2 + R_f C_f s + 1)} \quad (II.66)$$

Et sa pulsation définie par la relation suivante :

$$\omega(s) = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \left(\frac{R_f}{L_f}\right)^2} \quad (II.67)$$

II.2.2.8 Modèle électro-mathématique de l'onduleur en charge

Le convertisseur employé pour la transformation de la tension du bus continu en tension alternative est un onduleur à deux niveaux. Le modèle électrique détaillé, représenté dans le référentiel (a, b, c) de l'onduleur, du filtre et de la charge, est illustré dans la **Fig.II.25** [62].

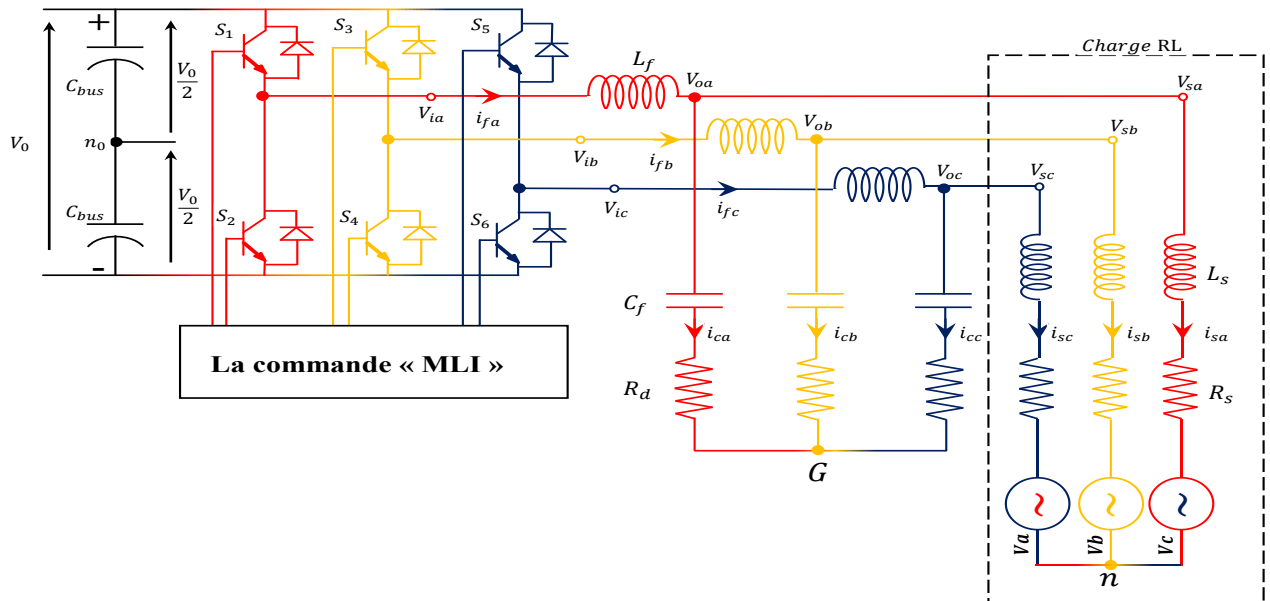


Fig.II.25: Structure d'un onduleur à deux niveaux

L'étude du circuit électrique présenté permet de formuler le modèle mathématique associé, tel qu'indiqué ci-après :

$$V_i = V_0 + L_f \frac{d}{dt} i_f + r_f i_f \quad (\text{II.68})$$

$$\begin{aligned} V_s &= R_s i_s + L_s \frac{d}{dt} i_s + V_s \\ &= R_s i_s + L_s \frac{d}{dt} \Psi_s \end{aligned} \quad (\text{II.69})$$

$$\Psi_s = L_s i_s + \Psi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.70})$$

$$V_s = -\Psi_m \Omega_r \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.71})$$

$$V_0 = \frac{1}{C} \int i_c dt + R_d i_c \quad (\text{II.72})$$

Ψ_s : flux statorique ;

Ψ_m : flux Max permanent ;

θ_r : position rotorique de la GASDE.

II.2.2.9 Stratégie de commande par modulation sinus-triangle

La modulation MLI sinus-triangle consiste à comparer une onde modulante de basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse triangulaire de haute fréquence. Les points d'intersection entre les deux signaux définissent les instants de commutation. La fréquence de la porteuse détermine ainsi celle de commutation des interrupteurs [64].

Les tensions de références « sinusoïdales » sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{as1}^* = v_m \sin(2\pi ft) \\ v_{bs1}^* = v_m \sin(2\pi ft - 3\pi/3) \\ v_{cs1}^* = v_m \sin(2\pi ft + 3\pi/3) \end{cases} \quad (\text{III.73})$$

La porteuse est donnée par :

Cette méthode se distingue par les deux paramètres suivants :

$$v_p(t) \begin{cases} v_{pm} \left[4\left(\frac{t}{T_p}\right) - 1 \right] si & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ v_{pm} \left[-4\left(\frac{t}{T_p}\right) + 3 \right] si & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

- Cette équation définit la porteuse triangulaire $v_p(t)$ de période T_p ($f_p = 1/T_p$) et d'amplitude crête v_{pm} , utilisée en MLI sinus-triangle comme signal de comparaison avec la sinusoïde de référence pour générer les instants de commutation de l'onduleur.
- Les deux paramètres caractéristiques sont l'indice de modulation en fréquence $m_f = f_p / f$, égal au rapport entre la fréquence de la porteuse et celle de la référence, et l'indice de modulation en amplitude $m_a = V_{ref,crete} / V_{pm}$, égal au rapport entre l'amplitude crête de la tension de référence et la valeur crête de la porteuse triangulaire

II.2.2.10 Stratégie de commande par modulation vectorielle principe

La « SVM » est différente de la modulation de largeur d'impulsion conventionnelle MLI. Elle est basée sur la représentation vectorielle spatiale de la sortie de l'onduleur. Il n'y a pas de modulateurs séparés pour chaque phase. Les tensions de référence sont données par le vecteur tension dans l'espace (c'est-à-dire les composantes du vecteur tension dans le plan complexe). Le principe de la SVM est la prédiction du vecteur de tension d'onduleur par projection du vecteur de référence (\vec{V}_{ref}) sur les vecteurs adjacents correspondant à deux états de commutation non nuls. Pour l'onduleur à deux niveaux, le diagramme des vecteurs de commutation forme un hexagone divisé en six secteurs de 60° chacun, comme indiqué à la **Fig.II.26**.

L'objectif de la technique PWM de vecteur spatial est d'approximer le vecteur de tension de référence \vec{V}_{ref} en utilisant les huit modèles de commutation. Une méthode simple d'approximation consiste à générer la sortie moyenne de l'onduleur sur une courte période, T identique à celle de \vec{V}_{ref} dans la même période [64][67].

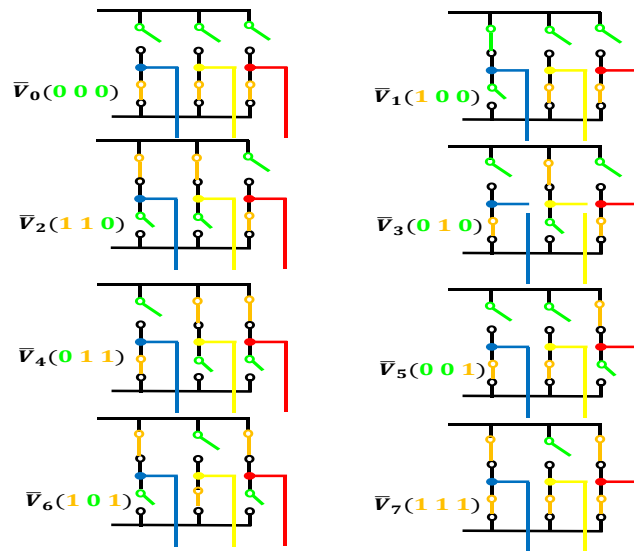


Fig.II.26: Vecteurs tensions pour différents états des interrupteurs

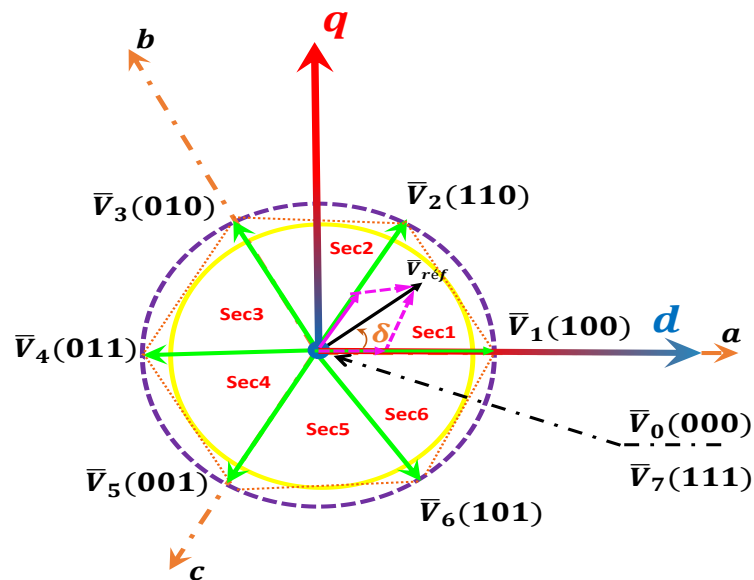


Fig.II.27: Schémadu vecteur espace tension [64][67]

Le temps d'application de chaque vecteur (par exemple \bar{V}_1 pendant un temps T_1) peut être obtenu par des calculs vectoriels et le reste de la période T_z sera passé en appliquant le vecteur nul \bar{V}_0 pendant un temps T_0

$$T_z = T_1 + T_2 + T_0 \quad (II.74)$$

avec :

T_1, T_2 et T_0 : temps d'application des vecteurs de tension.

T_z : temps d'échantillonnage

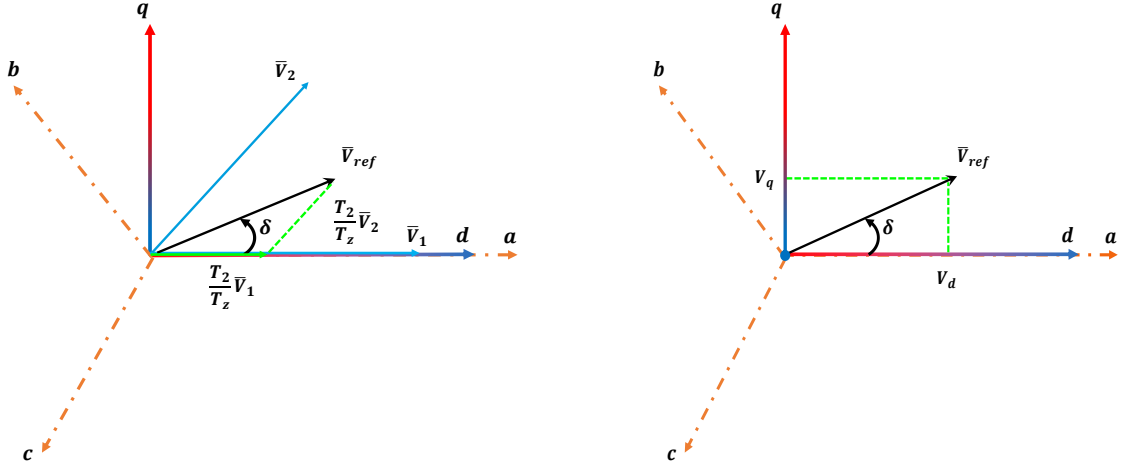


Fig.II.28: Vecteur de référence (a) : en fonction des vecteurs tensions adjacentes du secteur 1 ; (b) : Détermination de V_{ref} et δ

Lorsque la tension de référence est dans le secteur 1 (**Fig.II.28. a**), elle peut être synthétisée en utilisant les vecteurs \bar{V}_1 , \bar{V}_2 et \bar{V}_0 (vecteur nul).

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0 dt$$

D'où :

$$T_z \cdot \bar{V}_{ref} = (T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2) + \bar{V}_0 (T_z - T_1 - T_2) = (T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2) + T_0 \bar{V}_0 \quad (II.75)$$

Le vecteur d'espace MLI peut être déterminé en suivant les étapes suivantes :

A. Détermination de V_d , V_q , V_{ref} et l'angle δ

$$V_d = V_{an} \cdot V_{bn} \cdot \cos(60^\circ) - V_{cn} \cdot \cos(60^\circ) = V_{an} - \frac{1}{2} \cdot V_{bn} - \frac{1}{2} \cdot V_{cn}$$

$$V_q = 0 + V_{bn} \cdot \cos(30^\circ) - V_{cn} \cdot \cos(30^\circ) = V_{an} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{cn}$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (II.76)$$

$$|\bar{V}_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (II.77)$$

$$\delta = \arctg\left(\frac{V_d}{V_q}\right) = \omega t = 2\pi f t \quad (II.78)$$

f : fréquence du fondamental

B. Détermination des durées T_1, T_2, T_0

Les durées d'application des tensions aux interrupteurs sont calculées comme ci-dessous.

• *Calcul dans le secteur 1*

En utilisant (III.57) et en projetant \bar{V}_1 et \bar{V}_2 sur le système d'axes, on obtient :

$$T_z \cdot \bar{V}_{ref} = T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2 + T_0 \cdot \bar{V}_0$$

$$T_z \cdot |\bar{V}_{ref}| \cdot (\cos(\delta) + i \cdot \sin(\delta)) = T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot (1 + i \cdot 0) + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot (\cos\left(\frac{\pi}{3}\right) + i \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)) \quad (II.79)$$

En identifiant la partie réelle et la partie imaginaire, on obtient successivement :

$$T_1 = T_z \cdot a \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \delta\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (II.80)$$

$$T_2 = T_z \cdot a \cdot \frac{\sin(\delta)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (II.81)$$

$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2) \quad (II.82)$$

Avec :

$$T_z = \frac{1}{f_z} \quad \text{et} \quad a = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \quad (II.83)$$

Avec $0 \leq \delta \leq 60$

• *Calcul dans le secteur n*

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3} \cdot |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} T_z \cdot \left(\sin\left(\frac{\pi}{3} - \delta + \frac{n-1}{3} \cdot \pi\right) \right) = \frac{\sqrt{3} \cdot |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} T_z \cdot \left(\sin\left(\frac{n\pi}{3} - \delta\right) \right) = \\ &= \frac{\sqrt{3} \cdot |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} T_z \cdot \left(\sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \cdot \cos(\delta) - \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) \cdot \sin(\delta) \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_2 &= \frac{\sqrt{3} \cdot |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} T_z \cdot \left(\sin\left(\delta - \left(\frac{n-1}{3}\right) \pi\right) \right) = \\ &= \frac{\sqrt{3} \cdot |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} T_z \cdot \left(-\sin\left(\frac{n-1}{3}\right) \pi \cdot \cos(\delta) + \cos\left(\frac{n-1}{3}\right) \pi \cdot \sin(\delta) \right) \end{aligned}$$

Avec :

T_z donnée par (II.74) et (II.83).

$n = 1$ à 6 (secteur 1 à secteur 6) et $0 \leq \delta \leq 60^\circ$

Détermination du temps de commutation t_i pour chaque interrupteur K_i [67].

Tab.II.4: Temps de commutation des interrupteurs de l'onduleur

Secteur	Interrupteurs Supérieurs(K_1, K_3, K_5)	
Sec1	$t_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_3 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_5 = t_3$	$t_4 = \frac{T_0}{2}$ $t_6 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $t_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
Sec2	$t_1 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $t_3 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_5 = \frac{T_0}{2}$	$t_4 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_6 = \frac{T_0}{2}$ $t_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
Sec3	$t_1 = \frac{T_0}{2}$ $t_3 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $t_5 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$t_4 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_6 = \frac{T_0}{2}$ $t_2 = T_1 + \frac{T_0}{2}$
Sec4	$t_1 = \frac{T_0}{2}$ $t_3 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $t_5 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$t_4 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_6 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_2 = \frac{T_0}{2}$
Sec5	$t_1 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_3 = \frac{T_0}{2}$ $t_5 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$t_4 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $t_6 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_2 = \frac{T_0}{2}$
Sec6	$t_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_3 = \frac{T_0}{2}$ $t_5 = T_1 + \frac{T_0}{2}$	$t_4 = \frac{T_0}{2}$ $t_6 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $t_2 = T_2 + \frac{T_0}{2}$

II.3 Modélisation aérodynamique et mécanique de la turbine

La modélisation d'une turbine éolienne vise à représenter la puissance récupérable en fonction de la vitesse du vent et des conditions de fonctionnement. Cette approche permet de déterminer le couple de vent appliqué à l'arbre lent du multiplicateur, offrant ainsi une compréhension précise du comportement de l'éolienne face à des changements soudains ou turbulents du vent, ainsi que lors d'une demande énergétique accrue des charges connectées au réseau électrique. Les paramètres des éoliennes sont souvent validés par des simulations basées sur des données fournies par les fabricants ou issues de la littérature spécialisée sur l'EE [73].

La Fig. II.29 illustre un diagramme d'un SCEE relié au réseau électrique, incorporant les diverses variables mécaniques et électriques essentielles à la modélisation de la chaîne de conversion électromécanique.

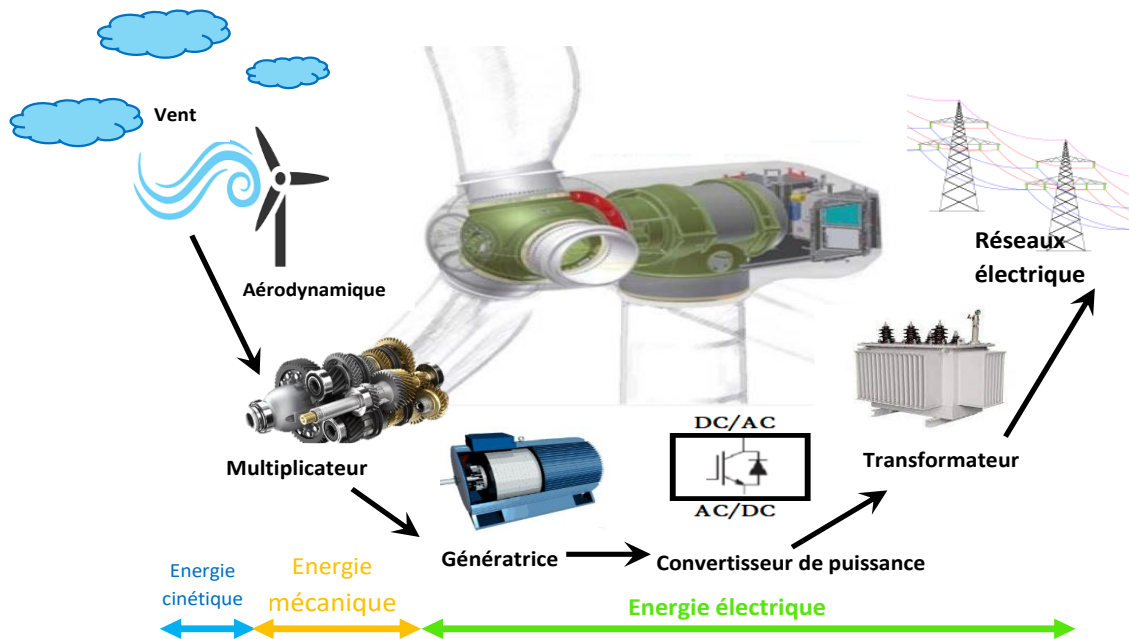


Fig.II.29: Conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique

II.3.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine

Les modèles utilisés couramment pour l'étude électromécanique des turbines éoliennes sont souvent simplifiés et reposent sur les hypothèses suivantes [77], [75] :

- « **Pales Identiques** » Les pales sont supposées identiques en termes d'inertie, d'élasticité et de frottement.
- « **Frottements Négligeables** » Les coefficients de frottement des pales par rapport à l'air et par rapport au support sont très faibles et peuvent être ignorés.
- « **Répartition Uniforme du Vent** » La vitesse du vent est supposée uniformément répartie sur toutes les pales, permettant de considérer l'ensemble des pales comme un seul système mécanique caractérisé par la somme de tous les systèmes mécaniques.

Ces hypothèses simplifient la modélisation mécanique de la turbine éolienne en un modèle plus simple et représentatif. La Fig.II.30 illustre ce modèle mécanique simplifié.

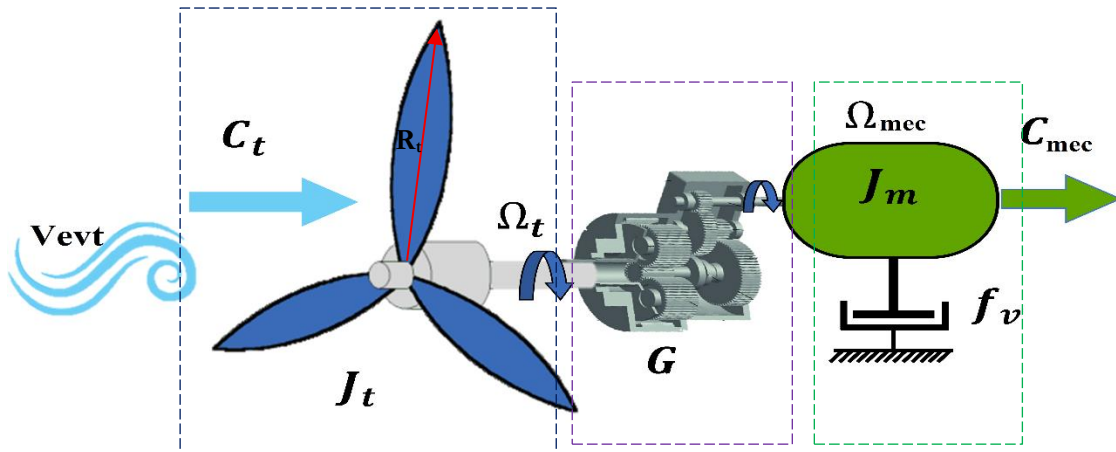


Fig.II.30: Modèle mécanique simplifié de la turbine [33][26].

II.3.2 Origine et du comportement du vent

Le vent, phénomène climatique, résulte de l'échauffement inégales différentes masses terrestres par le soleil. Selon leur composition, densité et exposition, ces masses absorbent et échangent la chaleur de manière inégale, ce qui engendre des écarts de température et de viscosité de l'air. Les masses d'air chaudes, moins denses, s'élèvent, tandis que les masses froides, plus denses, s'affaissent, provoquant ainsi une circulation de l'air appelée « vent », vecteur d'énergie cinétique [76].

Les phénomènes de vent peuvent se produire à différentes échelles, allant des systèmes de haute et basse pression continentaux aux brises thermiques locales, influencées par les différences de température entre l'eau et la terre, et jusqu'aux turbulences locales dues au relief du sol. La rugosité du terrain et la topographie, comme les montagnes et les vallées, modifient l'écoulement de l'air, créant des zones d'accélération [75].

Le caractère fluctuant et turbulent du vent varie en fonction de l'altitude et de la localisation, avec une constance plus notable à des altitudes supérieures à 12 mètres, expliquant l'efficacité des grandes éoliennes comme l'E126 d'Enercon, qui opèrent à des altitudes élevées [73] [75].

II.3.3 Modèle du profil de vent

Le vent étant la source principale d'énergie pour une éolienne, il est essentiel de le modéliser avec précision, à l'aide de lois simples ou de distributions spectrales et spatiales plus élaborées, capables de capturer la phénoménologie turbulente du vent [78]. La modélisation du profil de vent est essentielle pour plusieurs raisons :

- Identifier les paramètres régissant le fonctionnement d'une éolienne ;
- Analyser les efforts exercés sur les pales de l'éolienne ;
- Élaborer et améliorer le modèle du rotor ;

- Estimer l'énergie disponible pouvant être extraite ;
- Faciliter l'installation optimale des machines.

La création du modèle du profil de vent nécessite une étude approfondie des paramètres climatiques et géographiques propres au site, ainsi que de la saison considérée. Le modèle du profil de vent est souvent représenté par une série de Fourier, où le vent est perçu comme un signal composé de multiples harmoniques. L'équation II.84 illustre ce modèle mathématique [76].

$$V_v = \Upsilon + \sum_{k=1}^i a_k \sin(\omega_k t) \quad (\text{II.84})$$

Avec :

Υ : La vitesse moyenne du "vent ";

a_k : Amplitude de "l'harmonique" de l'ordre k ;

ω_k : Pulsation de "l'harmonique" de l'ordre k ;

i : le rang du dernier "harmonique" retenu dans le calcul du profil du vent

II.3.4 Types de fonctionnement aérodynamique des éoliennes

Les éoliennes peuvent être catégorisées selon leur principe de fonctionnement aérodynamique, qui repose principalement sur la manière dont elles exploitent les forces aérodynamiques du vent. Deux types principaux de fonctionnement aérodynamique sont couramment distingués dans la littérature scientifique [26] :

II.3.4.1 Éoliennes à force de traînée

Ces éoliennes utilisent principalement la force de traînée du vent pour générer de l'énergie. La pale de l'éolienne est conçue de manière à avoir un profil aérodynamique qui permet au vent de passer au-dessus et en dessous de la pale. L'angle d'incidence (angle d'attaque) est généralement proche de 90 degrés par rapport à la direction du vent, ce qui maximise la force de traînée et minimise la force de portance.

Les éoliennes à force de traînée sont souvent à rotation lente. Elles sont généralement plus simples et moins coûteuses à fabriquer et à entretenir que les éoliennes à force de portance. Cependant, elles peuvent être moins efficaces énergétiquement et moins adaptées aux vents à basse vitesse.

II.3.4.2 Éoliennes à force de portance :

Ces éoliennes utilisent principalement la force de portance du vent (**Fig.II.31**) pour générer de l'énergie. La pale est conçue de manière à avoir un profil aérodynamique qui génère une force de

portance lorsque le vent passe au-dessus de la pale. L'angle d'incidence est généralement plus faible que pour les éoliennes à force de traînée, ce qui permet à la pale de générer plus de portance.

Les éoliennes à portance peuvent fonctionner à des vitesses de vent plus faibles comparées à celles à traînée, ce qui les rend plus adaptées aux environnements où les vitesses de vent sont variables ou faibles. Elles sont souvent utilisées dans les éoliennes de grande taille et à haute altitude pour maximiser la production d'énergie [75][76].

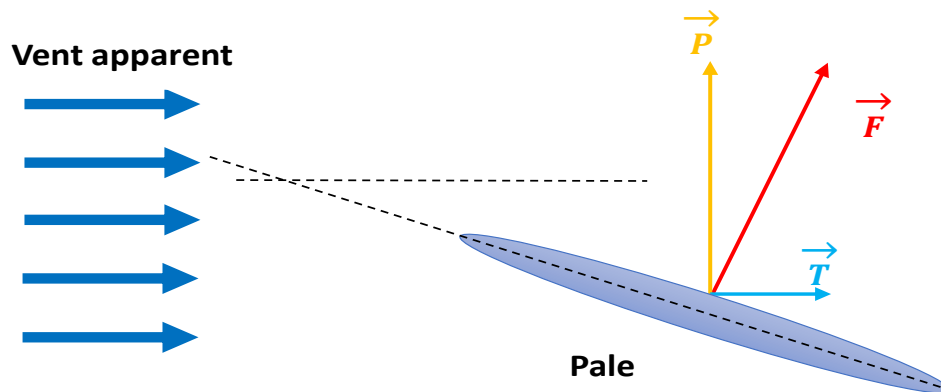


Fig.II.31: Mode de fonctionnement aérodynamique

II.3.5 Modèle de la partie mécanique

La partie mécanique de la turbine éolienne est composée de trois pales orientables, d'une longueur spécifiée R_t , montées sur un arbre de transmission qui tourne à une vitesse définie Ω_t . Cet arbre est connecté à un multiplicateur de vitesse G , qui entraîne la génératrice électrique. Les trois pales, étant similaires, permettent d'assumer une répartition homogène de la vitesse du vent sur chacune d'elles, ce qui conduit à une égalité des forces de poussée ainsi, l'ensemble des pales peut être modélisé comme un système mécanique global, représenté par la somme de leurs propriétés mécaniques individuelles. En raison de la conception aérodynamique des pales, leur coefficient de frottement avec l'air est extrêmement faible et peut donc être ignoré. De plus, la vitesse de rotation modérée de la turbine implique que les pertes par frottement mécanique sont négligeables par rapport à celles du côté génératrice. En tenant compte de ces simplifications, le modèle mécanique de la turbine peut être représenté par un système à deux masses, comme indiqué dans la Fig.II.30. La pertinence de ce modèle simplifié par rapport au modèle complet de la turbine a été confirmée dans des recherches précédentes [75][76][77].

Le multiplicateur adapte la vitesse de rotation de la turbine (arbre lent) à la vitesse de rotation de la machine (arbre rapide). En considérant que le multiplicateur est idéal, c'est-à-dire que les pertes mécaniques sont négligeables, il peut être modélisé par les deux équations suivantes :

$$G = \frac{\Omega_{mec}}{\Omega_t} \quad (II.85)$$

$$G = \frac{C_t}{C_{mec}} \quad (II.86)$$

Dans les équations (II.85) et (II.86), Ω_{mec} , Ω_t , C_t , C_{mec} et G représentent respectivement la vitesse mécanique de la GASDE (arbre rapide), la vitesse mécanique de la turbine (arbre lent), le couple appliqué sur l'arbre lent, le couple transmis sur l'arbre rapide et le rapport de multiplication du multiplicateur mécanique

Selon la **Fig.II.30** et en se basant sur l'équation (II.85) et l'équation (II.86), L'équation fondamentale de la dynamique du système mécanique sur l'arbre rapide du multiplicateur peut être formulée comme suit :

$$\left(J_m + \frac{J_t}{G^2} \right) \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} - C_{em} - f_v \Omega_{mec} \quad (II.87)$$

Avec :

J_t , J_m : représentent respectivement le moment d'inertie de la turbine côté lent, le moment d'inertie de la génératrice côté rapide ;

f_v , Ω_{mec} et $\frac{d\Omega_{mec}}{dt}$: représentent respectivement le coefficient de frottement visqueux équivalent (turbine + génératrice), la vitesse mécanique instantanée de la génératrice et son dérivé temporel (accélération angulaire) sur l'arbre rapide.

II.3.5.1 Modèle de la turbine

Les variables d'entrée et de sortie du modèle de la turbine éolienne sont spécifiées comme suit [76] :

- **Vitesse du vent** : Cette variable détermine l'énergie primaire captée par la turbine éolienne à son admission.
- **Caractéristiquesspécifiques de la MASDE** : Ces caractéristiques sont principalement influencées par la géométrie du rotor et la surface couverte par les pales de la turbine.
- **Vitesse de « rotation »de la turbine, inclinaison des pales et angle de calage** : Ces paramètres influencent la performanceet l'efficacité de la turbine éolienne.

La caractéristique $C_p(\lambda)$ de la voilureest représentée par un polynôme de troisième degré, exprimé sous la forme suivante [62] :

$$C_p(\lambda) = a_0 + a_1\lambda + a_2\lambda^2 + a_3\lambda^3 \quad (II.88)$$

Dans cette équation, λ représente le coefficient de puissance de la voilure, et a_0, a_1, a_2 , et a_3 sont les coefficients du polynôme.

Pour modéliser ce processus, La puissance extractible par l'éolienne est exprimée en fonction de la vitesse du vent et des caractéristiques de la turbine. La puissance capturée par l'éolienne est P_t donnée par l'expression suivante :

$$P_t = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho s v^3 \quad (\text{II.89})$$

Où λ est défini par :

$$\lambda = \frac{\Omega_t \cdot R_t}{v} \quad (\text{II.90})$$

où :

ρ : la « densité » de l'air,

s : la « surface Balayée » par les pales de la turbine,

v : la « vitesse du vent »,

C_p est le « coefficient de performance » de l'éolienne.

D'autres formes de $C_p(\lambda)$ ont été proposées que ce soit sinusoïdale par [74], [75] et [76] ou sous une forme plus complexe proposée par [77].

$$C_p(\lambda, \beta) = c_6 \lambda + c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{(-c_5/\lambda_i)} \quad (\text{II.191})$$

Les valeurs sont choisies à partir de l'impulsion de l'élément de lame [31].

Avec :

$$c_1 = 0.5176; c_2 = 116; c_3 = 0.4; c_4 = 5; c_5 = 21; c_6 = 0.0068$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.038}{\beta^3 + 1} \quad (\text{II.92})$$

La puissance aérodynamique extraite par l'aéromoteur est convertie en puissance mécanique qui se traduit par un couple turbine qui fait tourner le rotor à une vitesse, ainsi on a :

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = \frac{1}{2} \frac{\rho \cdot \pi \cdot R_t^2 \cdot v^3}{\Omega_t} C_p(\lambda, \beta) \quad (\text{II.93})$$

La **Fig.II.32** montre les courbes du C_p en fonction de λ obtenues pour différents cas de β et sous vitesse variable. Ici, $C_{p(max)} = 0.48$ présente la valeur maximale de $C_p(\lambda, \beta)$ obtenue pour $\beta = 0$ et $\lambda_{opt} = 8.1$

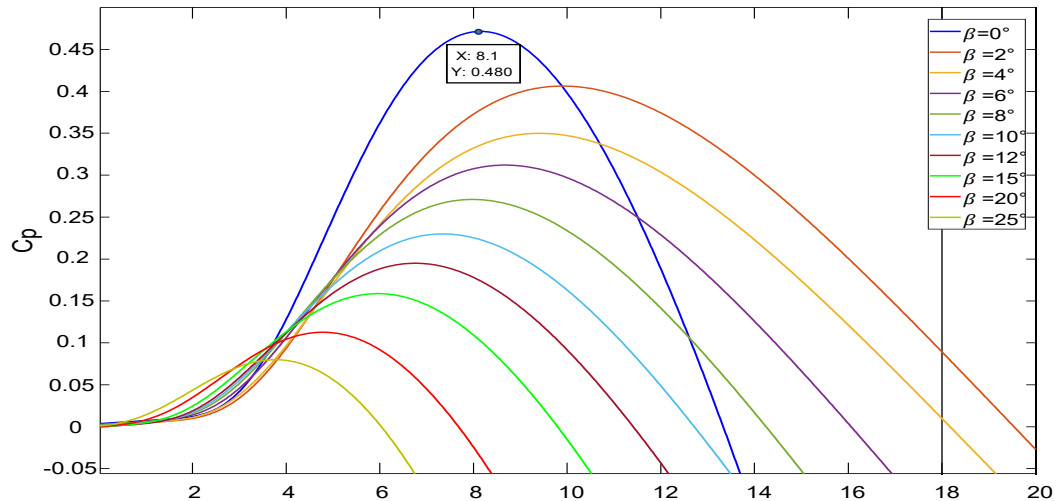


Fig.II.32: Courbes du coefficient de puissance

Présente le schéma de modélisation de l'éolienne.

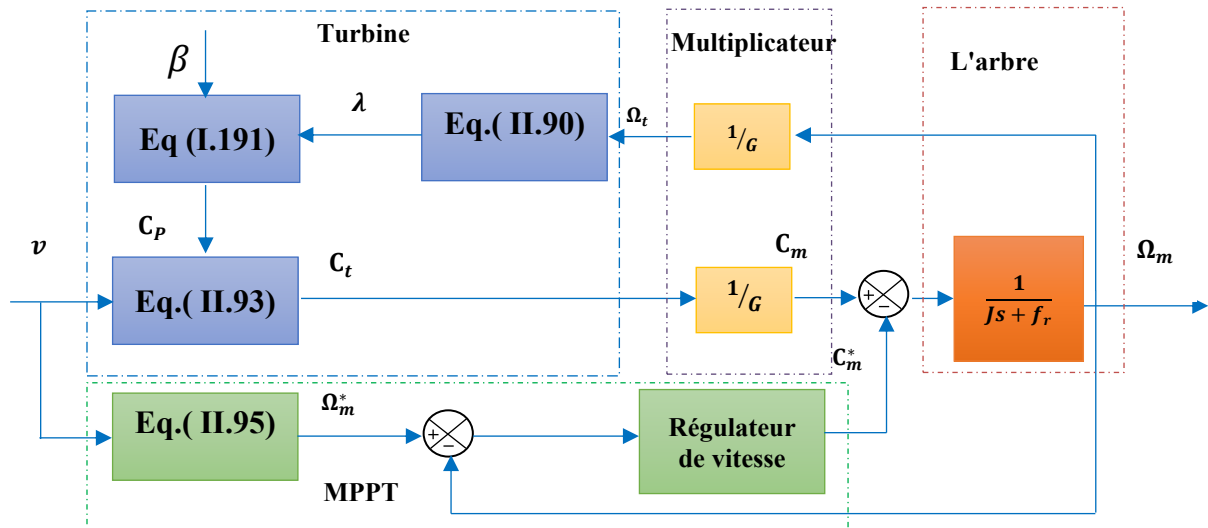


Fig.II.33: Commande de vitesse de l'éolienne

Avec le changement de vitesse du vent, il est nécessaire d'appliquer le MPPT pour extraire efficacement le maximum d'énergie du système d'éolienne, afin d'obtenir la quantité maximale de vent que le rotor de l'éolienne captera. Cependant, la commande de couple doit être prise en compte pour stabiliser la vitesse GASDE à une valeur de référence [76][77]. En effet cette expression peut s'écrire comme indiqué dans l'équation suivante :

$$\Omega_{t_opt} = \frac{v_t \lambda_{opt}}{R} \tag{II.94}$$

L'équation (II.84) montre la référence de vitesse

$$\Omega_m^* = \left(\frac{R \lambda_{opt}}{v} \right) G \tag{II.95}$$

Avec : λ_{opt} est la valeur optimale de λ .

On suppose que dans notre étude, le rapport de vitesse maximum est égal à la valeur optimale $C_{p(max)} = 0.48$ qui, comme discuté précédemment, est obtenue en prenant $\lambda_{opt} = 8.1$ et en supposant que $\beta = 0$, cela donne la possibilité d'extraire le maximum valeur de l'EE. L'équation (II.96) représente l'énergie maximale qui peut être extraite du vent [30][31][32][33].

$$P_m = \frac{\rho \pi R^5 C_{p(max)} \Omega_m^3}{2 \lambda_{opt}^3} \quad (II.96)$$

Le couple de référence est obtenu à partir de l'équation suivante C_{m_ref}

$$C_{mec_ref} = \frac{\rho \pi R^5 C_{p(max)} \Omega_m^2}{2 \lambda_{opt}^3} \quad (II.97)$$

Une protection particulière (régulation du flux) est appliquée pour empêcher les vitesses de vent trop élevées, en limitant la vitesse de rotation de la turbine à un seuil maximal afin de prévenir tout risque de détérioration de sa structure. L'utilisation de cette stratégie rend constant la puissance électrique générée par la station du SE et prend la valeur nominale [31][33].

II.4 Conclusion

Cette étude a fourni une analyse détaillée et une modélisation approfondie des composants clés d'un SE basé sur le GASDE. Nous avons abordé les techniques de bobinage et le calcul des paramètres électriques, ainsi que la modélisation des équations nécessaires du générateur. La modélisation du redresseur commandé par MLI, du filtre, et de l'onduleur associé à une charge a été également présentée, avec une attention particulière à l'amélioration de la qualité de l'énergie délivrée. La stratégie de commande par modulation vectorielle a été explorée, démontrant son efficacité pour un contrôle précis du système. Enfin, la modélisation aérodynamique et mécanique de l'éolienne a été discutée pour optimiser les performances globales.

Dans le prochain chapitre, nous comparerons les performances du contrôleur linéaire de type PI avec celles du contrôleur flou de type-1 (T1 FLC) sur un SE basé sur un générateur GASDE. Cette étude comparative vise à analyser les performances et la fiabilité des différentes méthodes de commande sous divers régimes de fonctionnement.

Chapitre III

ÉTUDE DES PERFORMANCES DES CONTRÔLES PI ET T1-FLC POUR UN SYSTÈME EOLIEN GASDE

III.1 Introduction

Avec l'évolution rapide des techniques de contrôle des systèmes électriques, la nécessité d'améliorer les performances des générateurs d'énergie est devenue plus urgente que jamais. Une des méthodes traditionnelles largement utilisées est le contrôle vectoriel indirect par orientation du flux rotorique (IFOC), qui repose sur l'utilisation de régulateurs proportionnels-intégrateurs [2]. Cette approche permet de transformer les systèmes non linéaires en systèmes linéaires, facilitant ainsi le contrôle indépendant du couple et du flux magnétique. Cependant, malgré son efficacité, ce type de contrôle rencontre des défis lorsqu'il s'agit de gérer des systèmes non linéaires et complexes, ou en présence d'incertitudes dans les modèles mathématiques de système.

D'un autre côté, le contrôle flou de type-1 représente une avancée moderne basée sur les principes de l'intelligence artificielle pour offrir des solutions plus flexibles et efficaces. Ce type de contrôle est particulièrement avantageux pour gérer les systèmes avec des imprécisions et des flous dans les informations, ce qui lui confère un avantage distinct par rapport au contrôle traditionnel PI dans de nombreuses applications pratiques [6][7].

Les études dans la littérature indiquent que le contrôle flou de type-1 peut atteindre des performances supérieures à celles du contrôle traditionnel PI dans de nombreux cas, en particulier dans les systèmes soumis à des changements environnementaux soudains ou nécessitant une grande flexibilité. Par exemple, les régulateurs flous peuvent s'adapter rapidement aux variations de charge ou de fréquence sans nécessiter de réajustement des paramètres, contrairement aux régulateurs PI. De plus, le contrôle flou peut améliorer la stabilité dynamique du système et réduire les oscillations, ce qui conduit à une amélioration globale des performances du système.

En comparaison avec le contrôle traditionnel PI, le contrôle flou de type-1 offre plusieurs avantages :

Grandeflexibilité : Il peut s'adapter efficacement aux systèmes non linéaires et complexes.

Gestion de l'incertitude : Il offre une performance fiable même en présence d'incertitudes dans les modèles mathématiques. [80][81]

Amélioration de la réponse dynamique : Il réduit les oscillations et renforce la stabilité du système [82].

Dans cette recherche, nous examinerons et analyserons les performances du contrôle flou de type-1 en comparaison avec le contrôle traditionnel PI, à travers diverses applications sur les systèmes d'EE basés sur les générateurs GASDE. Nous mettrons en lumière les avantages et les inconvénients de chaque méthode, en soulignant les situations où le contrôle flou surpasse le contrôle traditionnel, fournissant ainsi des perspectives précieuses pour le développement et l'amélioration des systèmes de contrôle à l'avenir.

III.2 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la GASDE

Dans le domaine des entraînements électriques fonctionnant indifféremment en moteur ou en génératrice, différentes stratégies de contrôle existent. En raison de leurs modèles complexes, le contrôle des machines à induction en fonctionnement à vitesse variable est plus compliqué que dans les machines à courant continu [26][66][77].

Historiquement, il y a d'abord le contrôle scalaire $V/f = \text{constant}$ qui est une technique simple utilisée pour contrôler la vitesse des moteurs à induction. Son principe consiste à maintenir le rapport entre la tension du stator et la fréquence constante pour que le couple disponible reste maximal. Cette technique peut fonctionner en boucle ouverte, mais elle fournit une régulation de vitesse médiocre qui dépend de la charge externe appliquée. Elle présente également une réponse dynamique lente et moins précise. Le contrôle se faisant en régime permanent, l'amplitude du flux du stator n'est pas contrôlée pendant l'état transitoire et le couple de la machine ne peut pas répondre rapidement.

Le contrôle vectoriel à flux orienté (FOC) a été proposé au début des années 1970 par Hasse et Blaschke [80][81][107]. La **Fig.III.1** ci-dessous résume la classification des différentes stratégies de contrôle des entraînements à fréquence variable qui sont aujourd'hui largement utilisées [83].

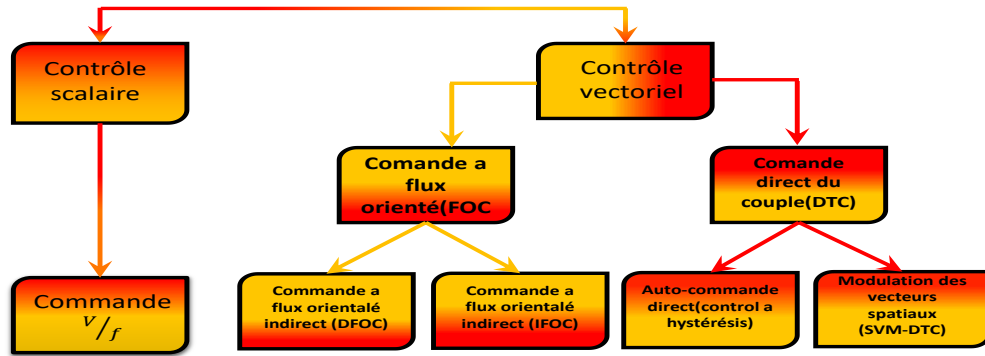


Fig.III.1: Classifications des stratégies de contrôle des entraînements à fréquence variable.

L'aéroturbine capte une partie P_m de la puissance P_v contenue dans le vent. La génératrice électrique GASDE la transforme ensuite en puissance électrique. La plus grande partie de celle-ci est transférée au réseau directement par les deux bobinages statoriques de la machine via deux redresseurs en parallèle, un bus continu, un onduleur et un filtre. L'onduleur est ici un convertisseur bidirectionnel qui peut être commandé par MLI sinus-triangle ou MLI vectorielle [65][66][77].

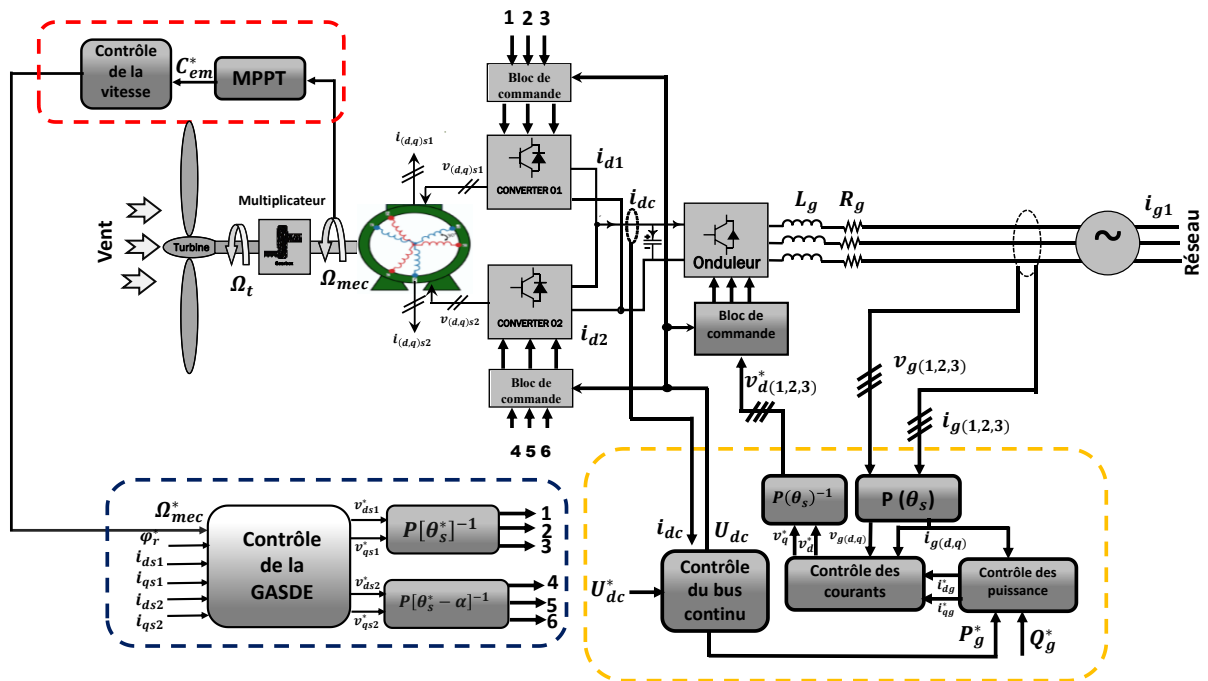


Fig.III.2: Schéma synoptique du système de puissance éolien basé sur une GASDE

III.2.1 Principe

La commande de la GASDE peut être réalisée par une loi de commande vectorielle avec régulateur PI. Différentes techniques de commande ont été proposées dans la littérature. Celles liées à

l'orientation du flux, assurant un contrôle découplé entre les variables de commande, restent des plus utilisées dans une large gamme d'applications industrielles grâce aux performances dynamiques élevées qu'elles procurent [81][83][84].

Le principe du contrôle orienté du flux repose sur l'alignement de l'une des composantes du flux statorique, rotorique ou celui de l'entrefer — sur l'un des axes du repère tournant à la vitesse synchrone (Fig. III.3.a). L'objectif de cette stratégie est de faire en sorte que la machine asynchrone à double étoile présente un comportement similaire à celui d'une machine à CC à excitation séparée (Fig. III.2.b). Effectivement, dans une machine à courant continu, le courant d'induit I_a agit sur le C_{em} , tandis que le courant d'excitation I_f détermine le niveau du flux magnétique. L'expression du C_{em} de la MCC est donnée par :

$$C_{em} = k \cdot \varphi \cdot I_a = K' \cdot I_a \cdot I_f \quad (III.1)$$

Avec :

φ : flux imposé par le courant d'excitation I_f ;

I_a : courant d'induit

K K' : constantes.

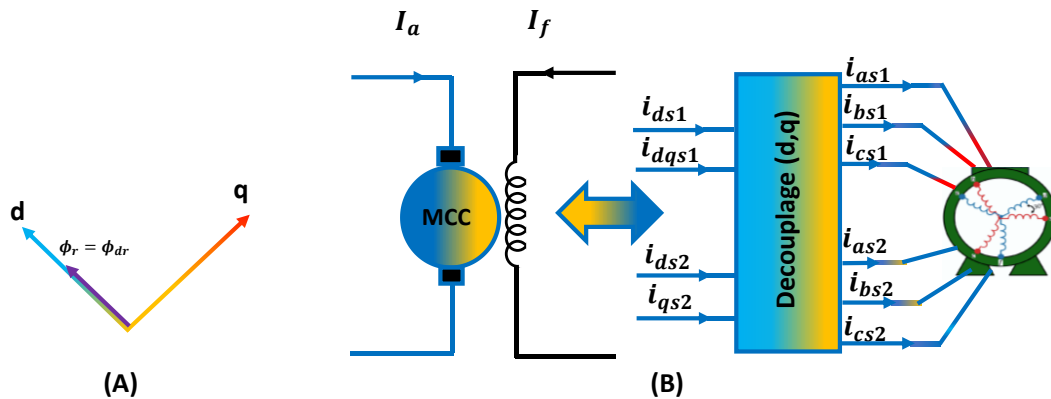


Fig.III.3: Principe de la commande vectorielle à flux orienté.

A : Orientation du flux rotorique ; B : Commande découplée

III.2.2 Procédure de commande par orientation du flux

Il existe plusieurs variantes de ce type de commande décrites dans la littérature, classées selon l'orientation des repères (d, q) :

- Orientation du flux rotorique avec les conditions $\varphi_{dr} = \varphi_r$, $\varphi_{qr} = 0$,
- Orientation du flux statorique avec les conditions $\varphi_{ds} = \varphi_s$, $\varphi_{qs} = 0$,
- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\varphi_{dm} = \varphi_m$, $\varphi_{qm} = 0$.

Au cours de notre étude, nous avons retenu la stratégie de commande fondée sur l'orientation du flux rotorique. Pour MASDE étoile, la commande vectorielle vise à séparer les grandeurs génératrices

C_{em} et du flux rotorique.

Dans l'équation II.26 qui exprime le C_{em} de la GASDE, en alignant le « flux rotorique » avec l'axe (d) du référentiel lié au « champ tournant », cela implique que: $\varphi_{dr} = \varphi_r$, $\varphi_{qr} = 0$, on obtient :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r + L_m} \left[\varphi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) \right] = K \cdot \varphi_r \cdot I_{qs} \quad (III.2)$$

Avec :

$$K = P \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

$$I_{qs} = I_{qs1} + I_{qs2}$$

III.2.3 Techniques de contrôle vectoriel

La recherche sur ce sujet repose principalement sur deux méthodes principales. La première, appelée méthode directe, a été pionnière par [82], tandis que la seconde, connue sous le nom de méthode indirecte, a été introduite par [80][82].

III.2.3.1 Technique directe

Cette méthode exige une bonne compréhension du module et de la phase du flux, ce qui est crucial à vérifier indépendamment du mode de fonctionnement [82]. Pour ce faire, deux approches sont employées : la première consiste à mesurer le flux dans l'entrefer de la machine à l'aide d'un capteur. Cependant, cette méthode présente l'inconvénient majeur de la fragilité mécanique des capteurs de flux, les rendant inadaptés aux conditions sévères telles que les vibrations et les températures élevées. La seconde approche se base sur l'estimation du flux via des techniques mathématiques, mais elle présente une sensibilité accrue aux fluctuations des paramètres de la machine.[83]

III.2.3.2 Technique indirecte

Cette approche repose sur l'utilisation de la position plutôt que de l'amplitude du flux rotorique. L'expression « méthode indirecte » fait référence à la possibilité d'éliminer l'estimation du flux. Même si cette méthode requiert l'intégration d'un capteur de position du rotor, elle demeure vulnérable aux changements des paramètres de la machine [80][82].

III.2.3.3 Technique vectorielle indirecte de la régulation de vitesse par PI

Les stratégies de commande de la « GASDE » sont élaborées à partir des équations obtenues via la transformation de Park (d-q) et l'orientation du flux rotorique [77][82][83][84][100].

$$i_{qs1}^* + i_{qs2}^* = \frac{L_r + L_m}{PL_m \varphi_r^*} C_{em}^* \quad (III.3)$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{L_m + r_r}{(L_m + L_r) \varphi_r^*} (i_{qs2}^* + i_{qs1}^*) \quad (III.4)$$

$$i_{qs1}^* + i_{qs2}^* = + \frac{\varphi_r^*}{L_m} \quad (III.5)$$

Pour corriger l'erreur générée par le découplage, les tensions statoriques de référence, en régime de flux constant, sont exprimées selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = +v_{dfs1} - v_{ds1c} \\ v_{qs1}^* = +v_{qfs1} + v_{qs1c} \\ v_{ds2}^* = +v_{dfs2} - v_{ds2c} \\ v_{qs2}^* = +v_{qfs2} + v_{qs2c} \end{cases} \quad (III.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{dfs1} = PI_1 \cdot (i_{ds1}^* - i_{ds1}) \\ v_{qfs1} = PI_3 \cdot (i_{qs1}^* - i_{qs1}) \\ v_{dfs2} = PI_2 \cdot (i_{ds2}^* - i_{ds2}) \\ v_{qfs2} = PI_4 \cdot (i_{qs2}^* - i_{qs2}) \end{cases}$$

et :

$$\begin{cases} v_{ds1c} = \omega_s^* \cdot (L_{s1} \cdot i_{qs1} + \tau_r \varphi_{dr}^* \cdot \omega_{sl}^*) \\ v_{qs1c} = \omega_s^* \cdot (L_{s1} \cdot i_{ds1} + \varphi_{dr}^*) \\ v_{ds2c} = \omega_s^* \cdot (L_{s2} \cdot i_{qs2} + \tau_r \varphi_{dr}^* \cdot \omega_{sl}^*) \\ v_{qs2c} = \omega_s^* \cdot (L_{s2} \cdot i_{ds2} + \varphi_{dr}^*) \end{cases}$$

III.2.3.4 Bloc de défluxage

Le flux est généralement maintenu à sa valeur nominale φ_r^n lorsque la vitesse de rotation du rotor reste inférieure ou égale à la vitesse nominale Ω_r^n . Lorsque la vitesse dépasse cette limite, le flux est progressivement réduit afin de limiter la tension appliquée à la machine. Par conséquent, le flux de référence est exprimé selon la relation suivante [83][108][110] :

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_r^n & \text{si } \Omega_r \leq \Omega_r^n \\ \frac{\Omega_r^n}{\Omega_r} \varphi_r^n & \text{si } \Omega_r > \Omega_r^n \end{cases} \quad (III.7)$$

Pour limiter la commande, un dispositif de saturation est défini par :

$$C_{em}^* = \begin{cases} C_{em}^* & \text{si } C_{em-cal}^* \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} \cdot \text{sign}(C_{em-cal}^*) & \text{si } C_{em-cal}^* > C_{em}^{max} \end{cases} \quad (III.8)$$

A partir des expressions (III.3),(III.4),(III.5), le modèle de découplage en tension peut être dérivé sous l'hypothèse que : $i_{ds1}^* = i_{ds2}^*$ et $i_{qs1}^* = i_{qs2}^*$.

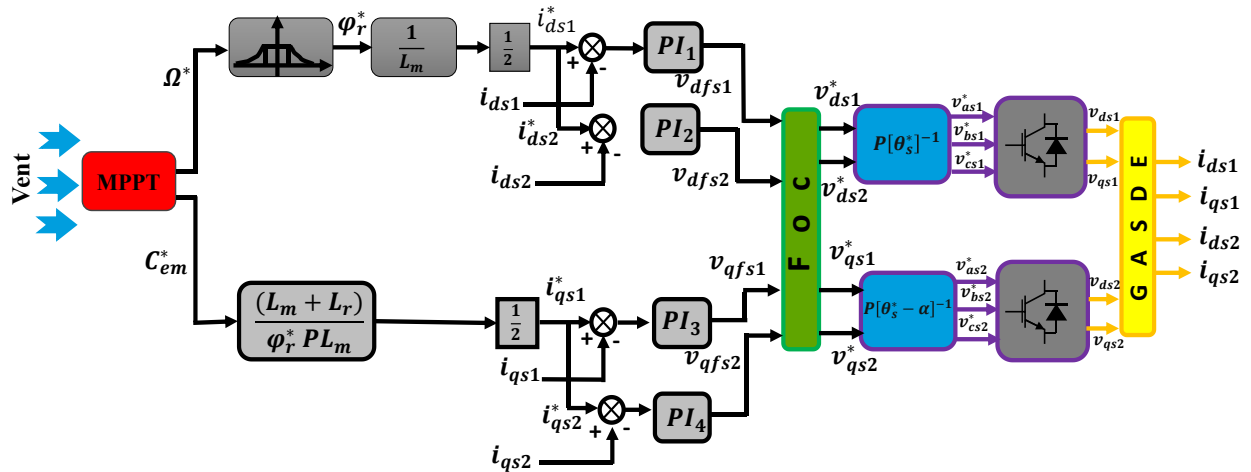


Fig.III.4: Commande Vectorielle FOC indirecte de la GASDE

III.2.3.5 Contrôle de l'onduleur côté réseau électrique

L'objectif de cet onduleur est de garantir le bon fonctionnement de l'électronique de puissance en régulant le bus continu à une valeur suffisamment élevée. De plus, après adaptation via un transformateur, l'onduleur doit fournir une tension au réseau électrique idéalement égal à celle du réseau.

III.2.3.6 Calcul de la tension du bus continu

Pour déterminer la valeur du bus continu nécessaire pour faire transiter une puissance donnée, on utilise les expressions suivantes [82][83][103] :

$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{P_{max} * X^2}{9 * E^4} + 1} \quad (III.9)$$

$$u_{dc} = 2\sqrt{2}\alpha_1 * E_1 \quad (III.10)$$

La puissance nominale $P_{nom} = 1.5 MW$ est considérée pour une valeur de la tension simple efficace du réseau $E = 400.00V$, l'impédance de la self de lissage, de $1.0100 mH$, a comme valeur $X = 0.313100\Omega$.

Tous calculs faits, on trouve : $\alpha_1 = 1.000036001$; $u_{dc} = 1130.00V$. [77]

III.2.3.7 Régulation de la tension du bus continu

Le bus continu est équipé d'une capacité conçue pour stabiliser la tension. La variation de cette tension est déterminée par l'intégration du courant capacitif. [83][84][86][103][109] :

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{c} (i_{dc} - i_{ond}) \quad (III.11)$$

D'où :

$$i_c = i_{dc} - i_{ond} \quad (III.12)$$

Avec :

$$i_{ond} = f_{11}i_{g1} + f_{12}i_{g2} + f_{13}i_{g3}$$

$$i_{dc} = i_{d1} + i_{d2}$$

$$i_{d1} = f_{11}i_{as1} + f_{12}i_{bs1} + f_{13}i_{cs1}$$

$$i_{d2} = f_{21}i_{as2} + f_{22}i_{bs2} + f_{23}i_{cs2}$$

III.2.3.8 Régulation des courants

Les tensions simples du réseau sont exprimées par:

$$\begin{cases} v_{g1} = V_m(\sin(\omega_s t)) \\ v_{g2} = V_m(\sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3})) \\ v_{g3} = V_m(\sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (III.13)$$

Avec :

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

$$V_m = \sqrt{2} \cdot (V_{eff})$$

Les tensions du côté stator et du côté réseau sont transformées de manière identique [108]:

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = P[\theta_s]^{-1} \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{0s1} \end{bmatrix} \quad (III.14)$$

$$\begin{bmatrix} v_{dg} \\ v_{qg} \\ v_{0g} \end{bmatrix} = P[\theta_s]^{-1} \begin{bmatrix} v_{g1} \\ v_{g2} \\ v_{g3} \end{bmatrix} \quad (III.15)$$

Les courants du réseau s'écrivent :

$$\begin{cases} i_{dg} = \frac{1}{(R_t + L_t s)} (v_{d-ond} - v_{dg} - L_t \omega_s i_{gg}) \\ i_{qg} = \frac{1}{(R_t + L_t s)} (v_{q-ond} - v_{qg} - L_t \omega_s i_{dg}) \end{cases} \quad (III.16)$$

Les tensions de référence simples pour le réseau, exprimées dans le repère de Park, sont déterminées par les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{d-ond}^* = v_{dg}^* + v_{dg} - L_t \omega_s i_{qg} \\ v_{q-ond}^* = v_{qg}^* + v_{qg} - L_t \omega_s i_{dg} \end{cases} \quad (III.17)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{dg}^* = PI \cdot (i_{dg}^* - i_{dg}) \\ v_{qg}^* = PI \cdot (i_{qg}^* - i_{qg}) \end{cases} \quad (III.18)$$

III.2.3.9 Calcul des courants de références

Les puissances active et réactive de référence s'expriment par [77] :

$$\begin{cases} P_g^* = v_{dg} \cdot i_{dg}^* + v_{qg} \cdot i_{qg}^* \\ Q_g^* = v_{qg} \cdot i_{dg}^* - v_{dg} \cdot i_{qg}^* \end{cases} \quad (III.19)$$

La puissance réactive de référence est imposée nulle. Le facteur de puissance côté réseau électrique est donc unitaire.

$$Q_g^* = 0 \quad (III.20)$$

La puissance active de référence côté réseau électrique est donnée par la relation suivante :

$$P_g^* = U_{dc} \cdot i_{dc} - U_{dc} \cdot i_c^* \quad (III.21)$$

Avec :

$$i_c^* = PI \cdot (U_{dc}^* - U_{dc})$$

À partir des expressions (III.19), les courants de référence du réseau électrique sont calculés dans le référentiel de Park par :

$$\begin{cases} i_{dg}^* = \frac{P_g^* v_{dg} + Q_g^* v_{qg}}{v_{dg}^2 + v_{qg}^2} \\ i_{qg}^* = \frac{P_g^* v_{qg} - Q_g^* v_{dg}}{v_{dg}^2 + v_{qg}^2} \end{cases} \quad (III.22)$$

III.2.3.10 Schéma bloc du contrôle des courants

Le schéma est illustré par la Fig III.5.

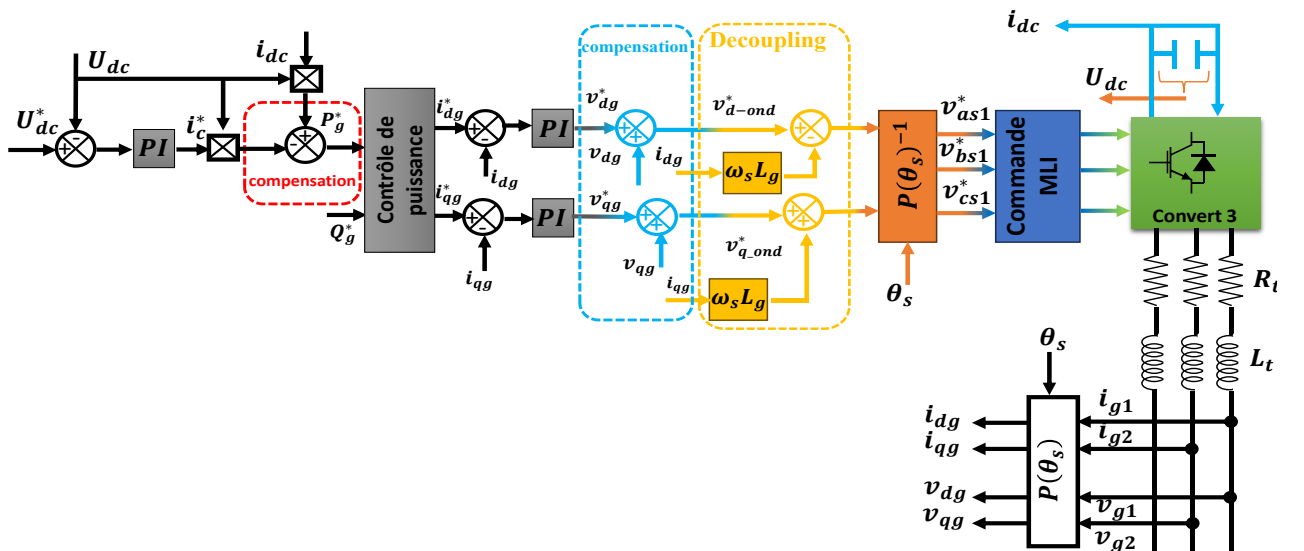


Fig.III.5: Représentation schématique du bloc de commande du CCR

III.3 Commande par Logique Flou Type-1

Le terme "flou" peut revêtir différentes significations selon le contexte, mais il renvoie toujours à une idée de vague ou d'incertitude. La LF, un concept fondamental pour la gestion des informations incertaines, a été initialement introduite par le philosophe Jan Łukasiewicz dans les années 1930. Łukasiewicz a proposé d'utiliser l'intervalle $[0, 1]$ pour indiquer le degré de vérité d'une proposition, marquant ainsi une déviation importante de la logique « binaire classique » qui se limite à des valeurs de vérité de (0 ou 1) [85][87][104][105].

En "1937", le philosophe "Max Black" a défini le premier ensemble flou et a décrit les opérations de base sur ces ensembles, jetant les bases pour des développements futurs dans le domaine [81]. Cependant, c'est Lotfi Zadeh qui, en 1965 [6][7][85] [104][105], a véritablement popularisé la théorie des ensembles flous avec son article révolutionnaire " Fuzzy Sets". Dans cet article, Zadeh a redécouvert et développé l'idée de flou, permettant ainsi de traiter formellement des informations vagues ou imprécises, couramment présentes dans le "langage humain", et de les convertir en un format numérique apte au "traitement informatique" [86][87][88].

La LF permet de représenter les vérités de manière plus graduelle et détaillée que la logique binaire classique. En offrant une description plus nuancée et précise des situations, elle réduit la perte d'information et fournit des propositions plus compatibles de la réalité. La LF, fondée sur la logique floue, autorise l'organisation des données et la gestion d'informations imprécises ou floues, ce qui est particulièrement utile dans des systèmes complexes nécessitant la gestion de multiples variables ou l'obtention de solutions à partir de données imprécises [86].

Les systèmes réels, souvent bruyants et non linéaires, intègrent naturellement des incertitudes. Dans les systèmes d'inférence floue (SIF), ces incertitudes peuvent provenir de diverses sources. Parmi celles-ci, l'imprécision linguistique, qui se réfère à l'incertitude quant à la signification des mots utilisés dans les règles linguistiques ; les conflits, qui surviennent lorsque différents résultats peuvent être obtenus pour la même règle, souvent en raison de divergences entre les experts ; et l'imprécision numérique, causée par un manque d'information ou des bruits dans les données d'entrée activant le SIF [87][88][89] [104][105].

Traditionnellement, les systèmes logique flou de type 1, introduits par Zadeh en 1975, utilisent des fonctions d'appartenance exactes, ne permettant pas de modéliser efficacement ces incertitudes [87][88][90]. Cette limitation a été une source de critiques, car les fonctions d'appartenance d'un ensemble flou de "type-1" ne présentent pas l'incertitude qui leur est associée, ce qui semble contredire le concept même de "flou", qui implique une certaine incertitude.

III.3.1 Théorie de la Logique Floue de Type 1

La logique floue, conceptualisée par Zadeh, est de plus en plus employée pour le contrôle des systèmes industriels. Un ensemble flou se décrit comme une collection d'éléments où la transition de l'inclusion à l'exclusion est progressive plutôt que soudaine [85][88][91][102] [104][105].

Dans cette approche, les algorithmes traditionnels de réglage sont remplacés par un ensemble de règles linguistiques formulées sous la forme "Si ... Alors ...". Un ensemble flou A dans un univers de discours U (qui est une collection d'éléments ou de valeurs notés par " x ", pouvant être "continues" ou "discrètes") est défini par une fonction $\mu_A(x)$, nommée fonction d'appartenance. On définit alors un sous ensemble A de U comme suit :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\} \quad (\text{III.23})$$

Un ensemble flou étend le concept d'un sous-ensemble classique, dans lequel la fonction d'appartenance peut prendre des valeurs continues entre 0 et 1. Dans un cadre LF, un élément peut appartenir simultanément à plusieurs ensembles, chacun avec un degré d'appartenance différent. Cela contraste avec la théorie des ensembles classiques, où un élément appartient soit totalement (valeur 1) soit pas du tout (valeur 0) à un ensemble. [87][88][89][92][94]

Sur le plan mathématique, un ensemble "flou A " dans un univers de discours X est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A: X \rightarrow [0,1]$.

Pour tout élément $x \in X$, la valeur $\mu_A(x)$ représente le degré d'appartenance de x à l'ensemble flou A . Cette flexibilité permet de modéliser des situations où l'appartenance n'est pas absolue, contrairement à la rigidité des ensembles classiques où chaque élément x satisfait soit $\mu_A(x) = 1$ (appartenance totale) soit $\mu_A(x) = 0$ (absence totale d'appartenance).

$$A = \begin{cases} \int_U \mu_A(x) / x & \text{si } U \text{ est } *continue* \\ \sum_{x_i \in U} \mu_A(x_i) / x_i & \text{si } U \text{ est } *discret* \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Dans ces équations, les notations d'intégral et de sommation ne doivent pas être interprétées comme des opérations d'intégration ou de sommation usuelles., respectivement, mais une collection de tous les points $x \in U$ avec leur fonction d'appartenance $\mu_A(x)$. [89]

III.3.2 Fonctions

En théorie des ensembles flous, les fonctions d'appartenance jouent un rôle central dans la modélisation des degrés d'appartenance ou d'incertitude des éléments dans un ensemble flou. Elles permettent de représenter de manière précise et flexible la variabilité et l'incertitude des données, ce qui est essentiel dans de nombreux domaines d'application, tels que le contrôle intelligent, la prise de décision et la reconnaissance de forme. [86]

III.3.2.1 Fonction d'appartenance Trapézoïdale

La fonction d'appartenance « trapézoïdale » est un outil essentiel de la LF. Elle est définie par quatre paramètres : L'amorce et l'achèvement de l'élévation de la fonction, ainsi que le début et la fin de sa descente. Elle trouve une large application dans la régulation floue, les systèmes d'inférence, la représentation linguistique ainsi que dans les dispositifs d'assurance qualité. Sa fonction principale est de modéliser avec précision les grandeurs imprécises et les liens incertains dans de multiples domaines d'usage [86] [87][88][89][90]:

$$\mu_A(x; a, b, c, d) = \max \left(0, \min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right) \right) \quad (III.25)$$

Où :

$$\mu_A(x; a, b, c, d) = \begin{cases} 0 & \text{si } (x < a) \\ 1 & \text{si } (b \leq x \leq c) \\ \frac{x-a}{b-a} & \text{si } (a \leq x \leq b) \\ \frac{x-d}{c-d} & \text{si } (c \leq x \leq d) \\ 0 & \text{si } (x > d) \end{cases} \quad (III.26)$$

Nb. Si $b = c$, nous obtenons une fonction d'appartenance triangulaire.

III.3.2.2 Fonction d'appartenance Triangulaire

Une fonction d'appartenance « triangulaire » est une fonction utilisée en théorie des ensembles flous pour modéliser des degrés d'appartenance graduels. Elle est définie par trois paramètres : (a , b et c), où a est le début de la montée, (b est le sommet, et (c est la fin de la descente. La fonction est nulle en dehors de l'intervalle $[a, c]$, et atteint une valeur maximale de 1 à b , formant ainsi une forme de triangle [91].

$$\mu_A(x; a, b, c, d) = \max \left(0, \min \left(\frac{(x-a)}{(b-a)}, \frac{(d-x)}{(d-c)} \right) \right), (b=c) \quad (III.27)$$

Où :

$$\mu_A(x; a, "b = c", d) = \begin{cases} 0 & \text{si } (x < a) \\ \frac{(a-x)}{(a-(b=c))} & \text{si } (a \leq x \leq b=c) \\ \frac{(x-d)}{((b=c)-d)} & \text{si } (b=c \leq x \leq d) \\ 0 & \text{si } (x > d) \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

III.3.2.3 Fonction d'appartenance exponentielle par Morceaux

L'exponentielle par morceaux est une fonction mathématique utilisée dans le domaine du contrôle et du traitement numérique des signaux. Cette fonction se distingue par sa capacité à modéliser le comportement naturel des variables dans les systèmes dynamiques avec une grande précision [92].

$$\mu(x; c_g, c_d, w_g, w_d) = \begin{cases} \exp\left(-\left(x - c_g / 2w_g\right)^2\right) & \text{si } x < c_g \\ \exp\left(-\left(x - c_d / 2w_d\right)^2\right) & \text{si } x > c_d \\ 1 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Où (c_g et c_d) sont les limites gauches et « droite », respectivement ; et (w_g et w_d) sont les largeurs « gauche » et droite, respectivement. Pour ($c_g = c_d$ et ($w_g = w_d$), la fonction d'appartenance gaussienne est obtenue. [13] [7]

III.3.2.4 Fonction d'appartenance Gaussienne

Une fonction d'appartenance gaussienne est une fonction utilisée en théorie des ensembles flous pour modéliser des degrés d'appartenance graduels. Elle est définie par deux paramètres : la moyenne μ et l'écart type σ . La fonction d'appartenance gaussienne prend la forme [93][92][93] :

$$\mu_A(x; m, \sigma) = e^{\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (\text{III.30})$$

Elle atteint son maximum à μ et diminue de manière exponentielle autour de cette moyenne. Cette fonction est utilisée pour représenter des degrés d'appartenance où les valeurs proches de μ ont un degré d'appartenance élevé, tandis que les valeurs éloignées de μ_A ont un degré d'appartenance plus faible.

III.3.2.5 Fonction d'appartenance Singleton

La fonction d'appartenance singleton attribue une certitude absolue d'appartenance à un seul élément spécifique d'un ensemble flou, avec une valeur d'appartenance de "1", tandis que tous les autres éléments ont une valeur d'appartenance de "0". Cela offre une représentation précise de l'inclusion d'un élément au sein d'un ensemble dans la logique floue [95].

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (III.31)$$

III.3.2.6 Fonction Sigmoide

La fonction d'appartenance « sigmoïde » est une fonction mathématique couramment utilisée en FL pour modéliser des relations d'appartenance (Membership) entre un élément et un ensemble flou. Elle sert fréquemment à modéliser des probabilités ou des degrés d'appartenance à une catégorie. La fonction sigmoïde s'exprime généralement sous la forme suivante : [96][106]

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + e^{-\alpha(x-c)}} \quad (III.32)$$

Où x représente la variable indépendante mesurée ou analysée, α détermine la pente de la courbe, et c contrôle le déplacement horizontal de celle-ci sur l'axe des abscisses.

La Fig.III.6 illustre les différentes Formes des « Fonctions d'Appartenance »

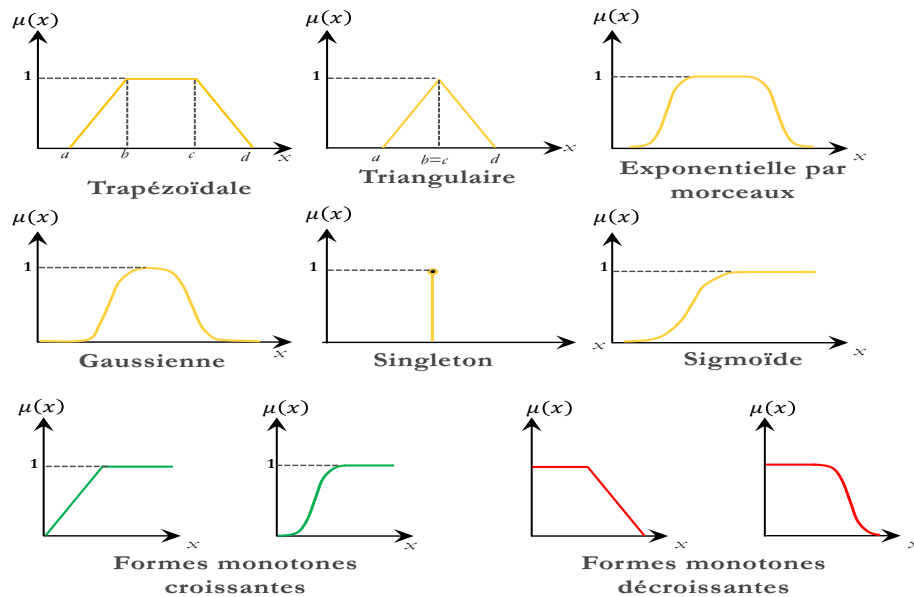


Fig.III.6: Différentes Formes des Fonctions d'Appartenance [86] [87][88][99]

III.3.3 Propriétés Des Ensembles Flous

Les ensembles flous sont un outil mathématique puissant pour représenter l'incertitude et la subjectivité. Trois propriétés clés des ensembles flous sont cruciales pour leur compréhension : le support, la hauteur et le noyau, **Fig.III.7**. [88][89][92][93][96][98][99].

III.3.3.1 Support

Il est défini comme la plage de valeurs pour lesquelles l'élément a une appartenance non nulle. Mathématiquement, noté « $Supp(A)$ » est l'ensemble des éléments qui sont dans « A » tel que :

$$Supp(A) = \{x \in U, \mu_A(x) > 0\} \tag{III.33}$$

L'ensemble $Supp(A) = [x_1, x_2]$, où x_1 et x_2 sont les bornes inférieure et supérieure du support.

III.3.3.2 Hauteur

Elle mesure l'intensité de l'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. Mathématiquement, la hauteur est représentée par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ où $\mu_A(x)$ est maximale.

elle est définie de la manière suivante :

$$h(A) = \max_{x \in U} \mu_A(x) \tag{III.34}$$

III.3.3.3 Noyau (core)

C'est la partie de l'ensemble où l'appartenance est maximale. Mathématiquement, le noyau est défini comme l'ensemble des valeurs de x pour lesquelles $\mu_A(x) = 1$, tel que :

$$Noy(A) = \{x \in U, \mu_A(x) = 1\} \tag{III.35}$$

Lorsqu'un seul point possède un degré d'appartenance égal à 1, celui-ci est désigné comme la valeur modale de A .

La figure ci-dessous illustre comment ces propriétés, lorsqu'elles sont combinées, permettent une modélisation précise de l'incertitude dans divers domaines. Elles sont essentielles pour comprendre le comportement des ensembles flous et leur utilisation dans la résolution de problèmes [92][94][96]

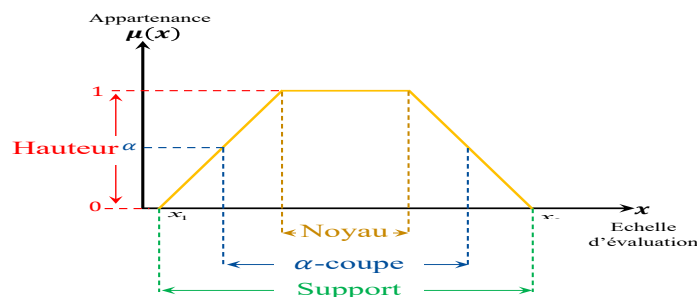


Fig.III.7: Structure D'un Ensemble « Flou » Normalisé

III.3.4 Opérations de base

En LF, les opérations d'union, l'intersection et « la complémentation » sont déterminées en termes par les fonctions d'appartenance. Soient « A et B » deux ensemble flous définis par leurs fonctions d'appartenance « $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ ».

La définition de l'union floue conduit à la fonction d'appartenance telle qu'indiquée dans [83],

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (III.36)$$

Une autre manière de définir l'intersection floue aboutit à la fonction d'appartenance suivante :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (III.37)$$

Et pour « la complémentation » on a :

$$1 - \mu_B(x) = \mu_{\bar{B}}(x) \quad (III.38)$$

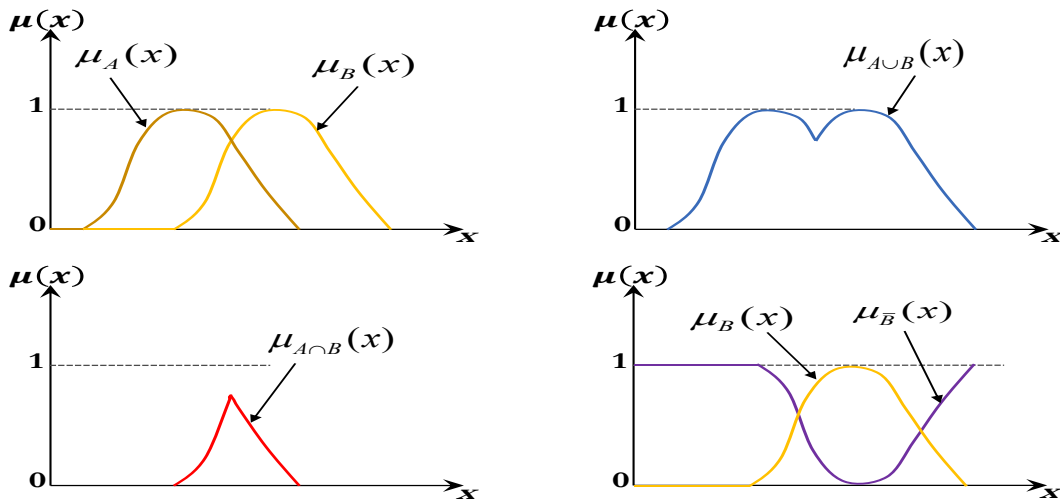


Fig.III.8: Fonctions « d'appartenance » associées à (A et B).

III.3.5 Variables Linguistiques

La variable « linguistique » sert à représenter une caractéristique du système à commander ou un paramètre d'ajustement au sein d'un régulateur « flou ». Elle prend des valeurs sous forme de termes « linguistiques », souvent formulés à l'aide de mots ou d'expressions verbales [86][89][91].

Chaque variable « linguistique » se distingue par $\{x, U, T(x)\}$ tel que :

- "x" est le nom de la variable;
- "U" est « l'univers de discours » rattaché à la valeur de référence ;
- "T(x)" est l'ensemble des valeurs « linguistiques » que peut prendre x ;

Pour une variable x unique, les fonctions d'appartenance triangulaires caractérisent les

variables linguistiques correspondantes à l'aide de symboles spécifiques.

- « NG » : 'Négative Grande' ;
- « NM » : 'Négative Moyenne' ;
- « NP » : 'Négative Petite' ;
- « ZE » : 'Zéro Environ' ;
- « PP » : 'Positive Petite' ;
- « PM » : 'Positive Moyenne' ;
- « PG » : 'Positive Grande'.

III.3.6 Commande MPPT par la logique floue T1

La commande MPPT par logique floue représente une application particulière de ces contrôleurs [79], spécialement conçue pour l'optimisation énergétique des éoliennes. Comme illustré dans la Figure III.9, cette approche utilise trois étapes fondamentales : la fuzzification transforme les grandeurs mesurées (vitesse et puissance) en variables linguistiques, l'inférence floue applique une base de règles "SI-ALORS" pour déterminer l'action de commande optimale, et la défuzzification convertit cette décision en une valeur numérique exploitable.

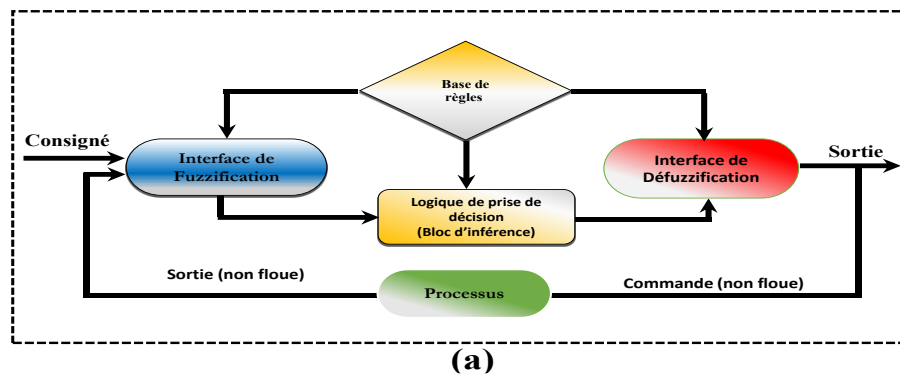


Fig.III.9: Structure d'un système commandé par FL

III.3.6.1 Description générale sur le système (Turbine - GASDE)

Le système comprend principalement la turbine éolienne, le multiplicateur, le GASDE, les convertisseurs de puissance (redresseurs et onduleur), et les différentes boucles de contrôle. La turbine convertit l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique, transmise au GASDE via le multiplicateur. Le GASDE, avec ses deux ensembles d'enroulements statoriques décalés de 30° électriques, transforme cette énergie mécanique en énergie électrique. La commande MPPT [79], par logique floue type-1 représente l'élément central de l'optimisation énergétique. Elle utilise les variations de puissance électrique (ΔP) et de vitesse mécanique ($\Delta \Omega_{me}$) pour déterminer l'incrément de vitesse de référence ($\Delta \Omega_{me}$) selon l'équation récurrente $\Omega_{me}[k] = \Omega_{me}[k-1] + \Delta \Omega_{me}[k]$. Cette

référence de vitesse optimisée est ensuite traitée par le régulateur de vitesse qui génère le C_{em} de référence. La commande vectorielle à orientation du flux rotorique, avec $\varphi_{dr} = \varphi_r^*$ et $\varphi_{qr} = 0$, assure le découplage entre le contrôle du flux et du couple. Elle génère les signaux de commande pour les deux redresseurs connectés aux étoiles du GASDE. L'onduleur côté réseau maintient la tension du bus DC constante et contrôle la puissance réactive injectée au réseau.

Cette architecture permet une optimisation dynamique du point de fonctionnement pour maximiser l'extraction de l'énergie éolienne, avec une robustesse notable face aux variations des paramètres de la turbine et des conditions de vent. La structure double étoile offre une redondance et une capacité de puissance améliorée par rapport aux machines asynchrones conventionnelles.

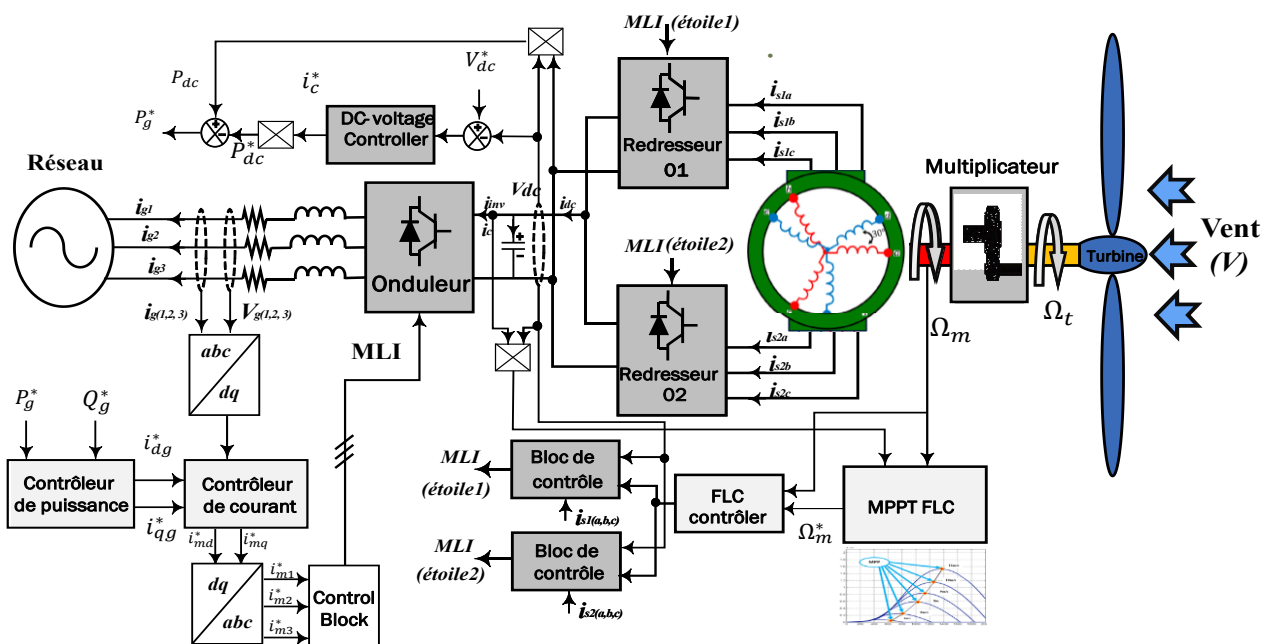


Fig.III.10: Schéma Fonctionnel du système de contrôle.

La Fig.III.11 montre le contrôleur FL proposé. Ses variables d'entrée sont : variation de puissance électrique (ΔP), vitesse de rotation ($\Delta \Omega$). La variable de sortie est la variation du courant de référence continu Ω_{me}^* . propose un changement ($\Delta \Omega_{me}^*$) de la vitesse angulaire de référence de l'éolienne Ω_{me}^* d'après les relations. (III.40), (III.41) :

$$\Delta P = P[k] - P[k-1] \tag{III.39}$$

$$\Delta \Omega_{me} = \Omega_{me}[k] - \Omega_{me}[k-1] \tag{III.40}$$

$$\Delta \Omega_{me}^* = \Omega_{me}[k] + \Omega_{me}^*[k-1] \tag{III.41}$$

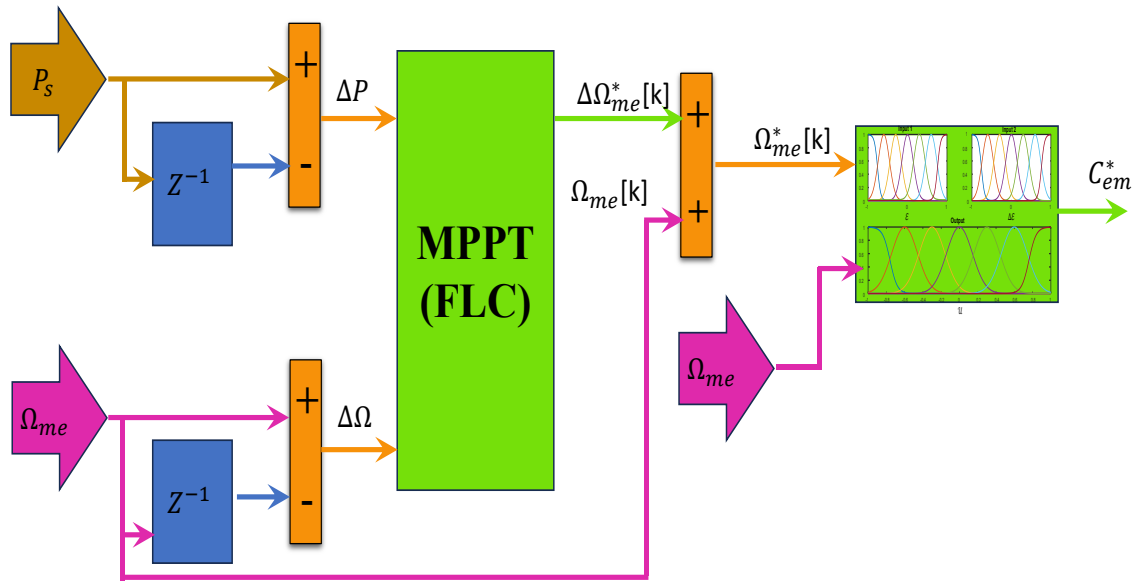


Fig.III.11: Structure du contrôleur MPPT (T1-FLC)

III.3.6.2 Fuzzification

Cette phase consiste à convertir les valeurs d'entrée numériques en valeurs floues ou en variables linguistiques. Les variables d'entrée, telles que l'erreur de vitesse et sa variation, passent par un processus de fuzzification, transformant ainsi leurs valeurs en ensembles flous. Chaque Variable du régulateur, y compris l'erreur, sa variation et la variation du contrôle, est normalisée dans un univers de discours et partitionnée en sept ensembles flous. Ces ensembles sont désignés par des désignations normalisées : Zéro (Z) représente la fonction d'appartenance centrale, tandis que les segments restants de la partition englobent (Grand Négatif NB), (petit Négatif NS), (Petit Positif PS), (Grand Positif PB), (Moyen Négatif NM) et (Moyen Positif PM).

Tout d'abord les variables d'entrée doivent être caractérisées par des ensembles flous bien définis et leurs fonctions d'appartenance. Dans cette étude, les variations des entrées floues sont spécifiquement catégorisées comme la variation de puissance (ΔP) et la variation de vitesse ($\Delta \Omega_{me}$). Les fonctions d'appartenance gaussiennes, telles que décrites dans [98], sont utilisées pour représenter les sous-ensembles flous à la fois lors des phases de fuzzification et de défuzzification. Des fonctions d'appartenance gaussiennes sont attribuées aux termes linguistiques définissant les variables floues. (Équation III.29) comme la montre la Fig.III.12.

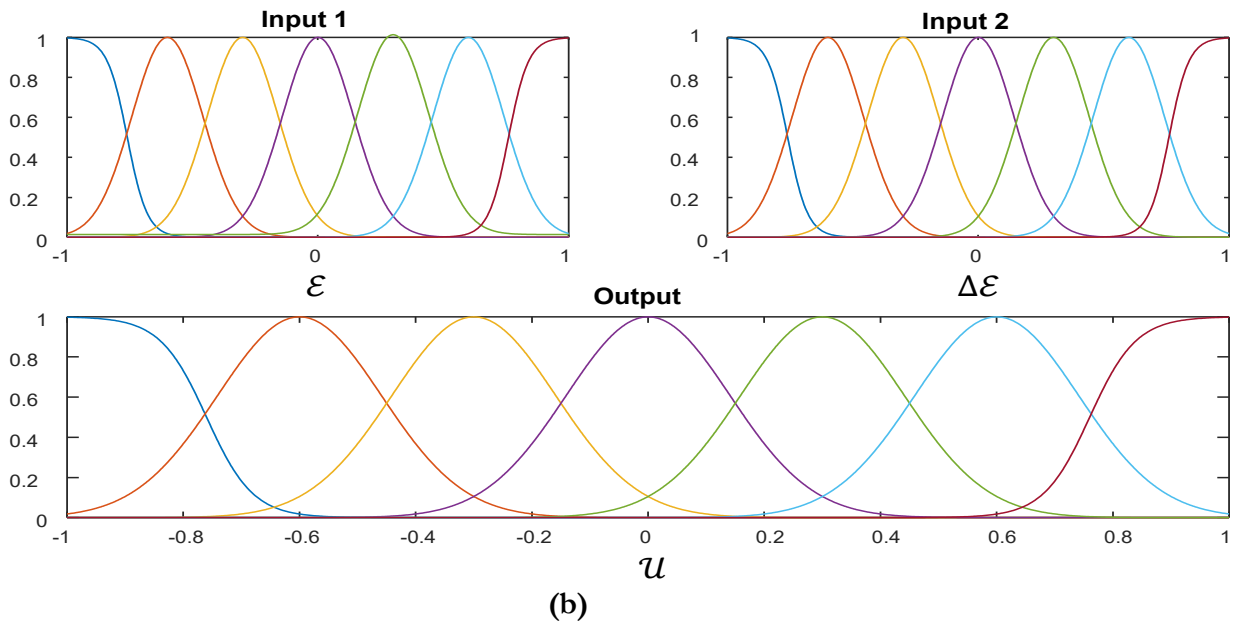


Fig.III.12: Fonctions d'appartenance (MF) au T1-FLC : (a) MF pour les variables d'entrée « ε » et « $\Delta\varepsilon$ » du T1-FLC ; (b) MF pour la variable de sortie « u » du T1-FLC

III.3.6.3 Défuzzification

Pour exprimer la commande de manière numérique et intelligible la méthode de la moyenne pondérée est utilisée pour l'utilisateur, conformément à l'équation III.29 [93], [94], [97].

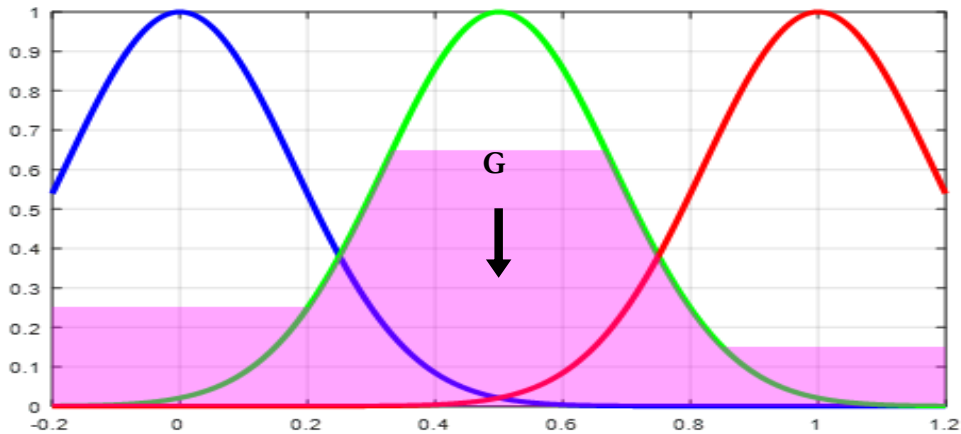


Fig.III.13: Défuzzification utilisant la méthode du centre de gravité

III.3.6.4 Base des règles et interface floue

La base des règles et l'interface floue constituent le cœur décisionnel du contrôleur MPPT flou. Elles reposent sur la formalisation d'une stratégie de régulation et la détermination des objectifs à atteindre, exprimés au moyen de règles linguistiques [99].

L'élaboration de ces règles résulte d'une analyse approfondie du comportement du système éolien. En étudiant la relation entre les variations de puissance et de vitesse, quarante-neuf règles de contrôle ont été établies pour lier les sorties aux entrées du système. Comme chaque entrée linguistique (ΔP et $\Delta \Omega$) comporte sept ensembles flous, l'ensemble des combinaisons possibles est représenté de manière concise à travers la matrice d'inférence du **Tableau III.1**.

La logique de construction de cette matrice s'appuie sur une compréhension qualitative du comportement du système de conversion d'énergie éolienne. Cette approche intuitive permet de capturer l'expertise métier sans nécessiter une modélisation mathématique complexe. À titre d'illustration, on peut citer les règles fondamentales suivantes :

Si ΔP est *PG* et $\Delta \Omega$ est *PG* Alors $\Delta C_{ém}$ est *NG*

Si ΔP est *ZE* et $\Delta \Omega$ est *ZE* Alors $\Delta C_{ém}$ est *ZE*

La première règle traduit une situation où la puissance et la vitesse augmentent simultanément de manière significative, indiquant un fonctionnement au-delà du point de puissance maximale. Le contrôleur réagit en réduisant fortement le $C_{ém}$. La seconde règle caractérise un fonctionnement optimal où le système a atteint le point de puissance maximale, nécessitant un maintien du couple actuel.

Tab.III.1: Tableau des règles d'inférence

		ΔP						
		NL	NM	NS	ZR	P	PM	PS
$\Delta \Omega$	NL	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
	NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
	NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
	ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
	PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
	PS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

III.4 Résultats et discussion

La performance de la stratégie FLC-t1 associée au contrôle PI classique a été testée et évaluée dans un environnement Matlab. Les tableaux 1 et 2 de l'**Annexe B** répertorient les paramètres du système. Dans cette étude, la vitesse du vent a été utilisée comme variable (10.4m/s ;13.7 m/s), pour étudier les caractéristiques des contrôles proposés, et les résultats numériques et graphiques entre les deux

contrôles ont été extraits pour évaluer dans quelle mesure la stratégie de contrôle flou du premier type surpassait la stratégie traditionnelle. De plus, la limitation de puissance pour les vitesses supérieures à celle de l'éolienne a été concrétisée par le contrôle du générateur, avec l'application d'un contrôle de couple utilisant le principe du contrôle vectoriel. Les résultats obtenus grâce au contrôleur flou ont démontré une nette supériorité par rapport aux régulateurs PI, nécessitant la connaissance de toutes les paramètres pour leur identification, ce qui confirme l'efficacité de l'approche FLC-T1.

III.4.1 Test comparative FLC-T1 avec PI

Cette section examine la comparaison de la technique de contrôle flou du premier type avec le contrôle PI conventionnel sur GASDE, dans des conditions idéales de fonctionnement (pas de perturbations) et sans modification des paramètres machine. Cette partie vérifie les performances des commandes du générateur. En l'absence de perturbations pendant le fonctionnement (conditions idéales) et sans modification des paramètres de la machine. De la **Fig.III.14.a**, nous concluons que la variation du profil de vitesse du vent par rapport à la vitesse nominale $V_n = 12 \text{ m/s}$ affecte directement les performances du générateur basé sur l'EE.

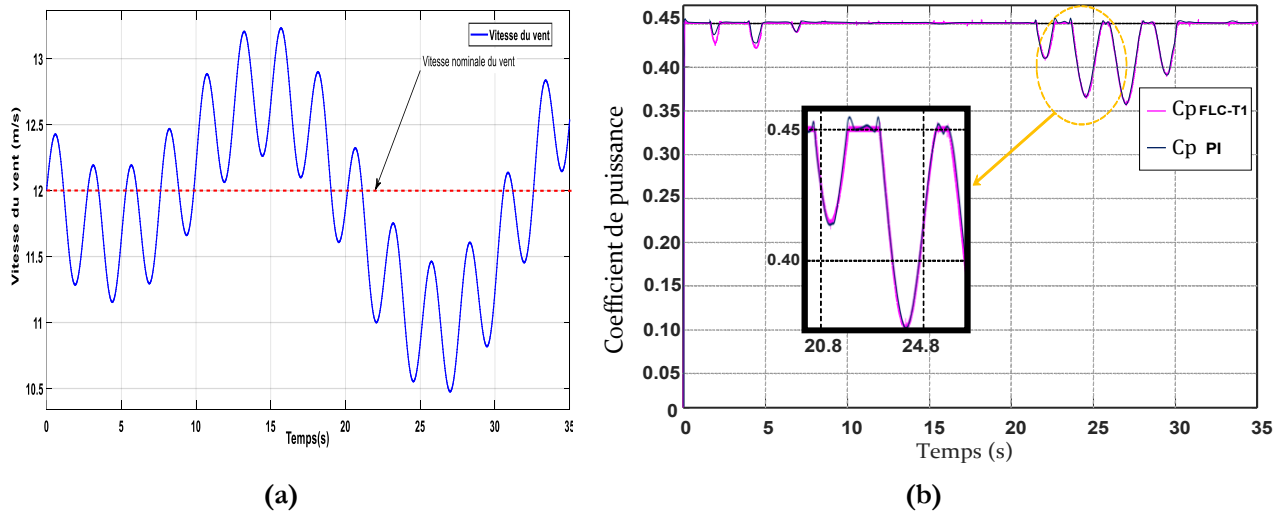


Fig.III.14: (a) profil de vitesse du vent ; (b) C_p avec les contrôleurs FLC-T1 et PI

Sur la **Fig.III.14.b**, il est évident que C_p a maintenu une stabilité proche d'une valeur $C_p = 0.438$ avec un contrôle flou, influencé par la commande MPPT. Cependant, cette valeur a notablement diminué lors du déclenchement du mode de commande de pitch suite à la vitesse du vent dépassant un seuil prédéterminé. À l'inverse, le contrôle traditionnel est resté relativement éloigné du premier, rencontrant des problèmes de stabilité, notamment au-delà du seuil spécifié de vitesse du vent.

La **Fig.III.15.b** illustre le comportement du contrôleur d'angle d'inclinaison lorsque la vitesse du vent, notée β , varie. En mode MPPT, l'angle est resté constant à 0 pour le contrôle

fou, dépassant légèrement cette valeur pour le contrôle PI conventionnel. L'ajustement de la commande de tangage pour l'aligner sur la vitesse du vent est particulièrement clair dans le contexte du contrôle fou.

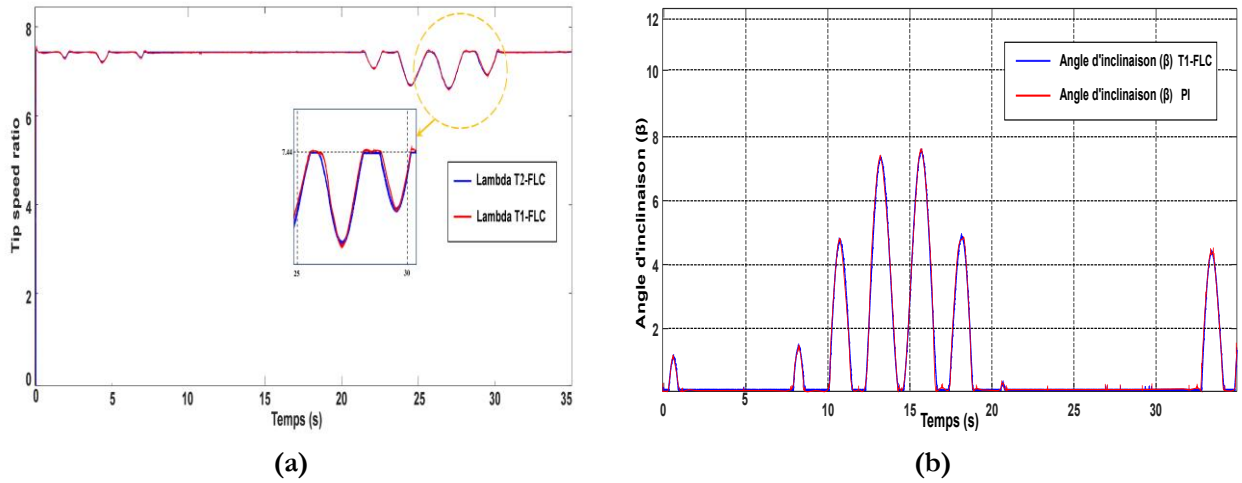


Fig.III.15: Tip speed ration et pitch angle : (a) λ et (b) β

Fig.III.16.a illustre les performances élevées de suivi de la réponse mécanique en vitesse (Ω) du contrôleur T1-FLC sous des conditions de vitesse de turbine variable. En revanche, la commande PI, indiquée en rouge, présente de nombreuses distorsions et dépassements. Il est à noter que la vitesse de référence est obtenue grâce à la stratégie de contrôle MPPT, et que la réponse mécanique en vitesse était stable et suivait la valeur de référence, présentant une forme similaire au changement de vent.

La puissance mécanique extraite par la turbine, illustrée dans la Fig. III.16.b, varie en fonction des changements de la vitesse du vent. Elle est également maintenue à son état nominal lorsque le contrôleur d'angle d'inclinaison est activé via T1-FLC. En revanche, le contrôle traditionnel montre de nombreuses distorsions et dépassements, s'écartant souvent de la référence attendue.

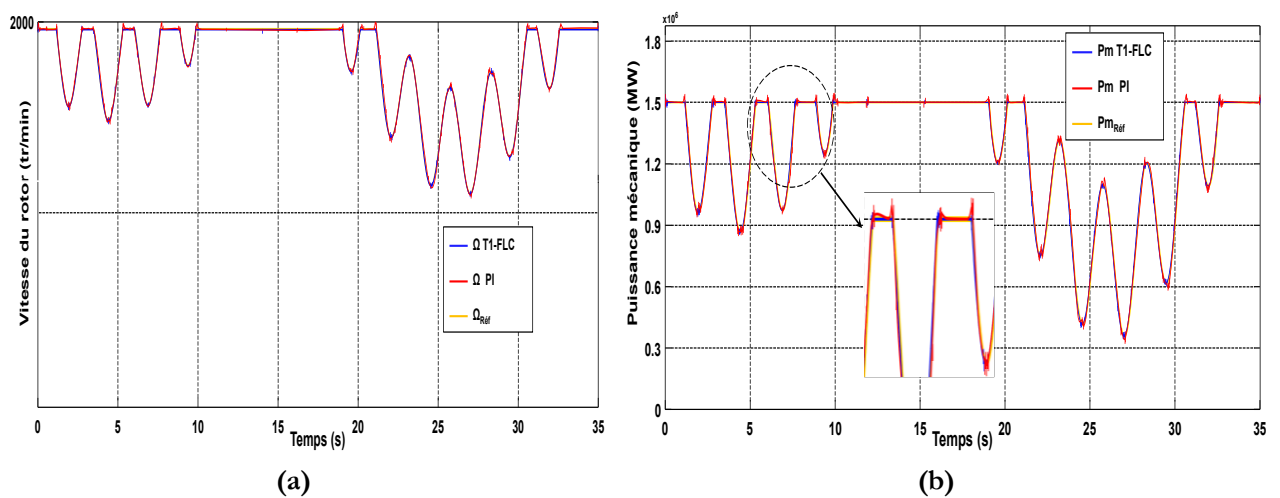


Fig.III.16: (a) Vitesse du rotor ; (b) puissance mécanique (P_m)

La Fig.III.17.a illustre la réponse de la puissance active, reflétant les fluctuations de la vitesse du

vent sous le T1-FLC. Dans ce scénario le contrôle de l'angle d'inclinaison est essentiel pour maintenir la vitesse nominale du « GASDE », assurant une génération de puissance optimale. En revanche, le contrôle conventionnel présente des dépassements et de l'instabilité, en particulier lors des fluctuations de la vitesse du vent. À une vitesse du vent de 12.0 m/s et une vitesse de « GASDE » de 1970 tr/min , une puissance nominale de $1,5 \text{ MW}$ est atteinte, la puissance active passive indiquant la contribution de la puissance réseau.

La **Fig.III.17.b** « présente le T1-FLC », qui fixe initialement la puissance réactive à zéro pour le facteur de puissance unitaire et maintient la cohérence avec les valeurs spécifiées. En revanche, le contrôle traditionnel présente une distorsion du signal tout au long de la simulation.

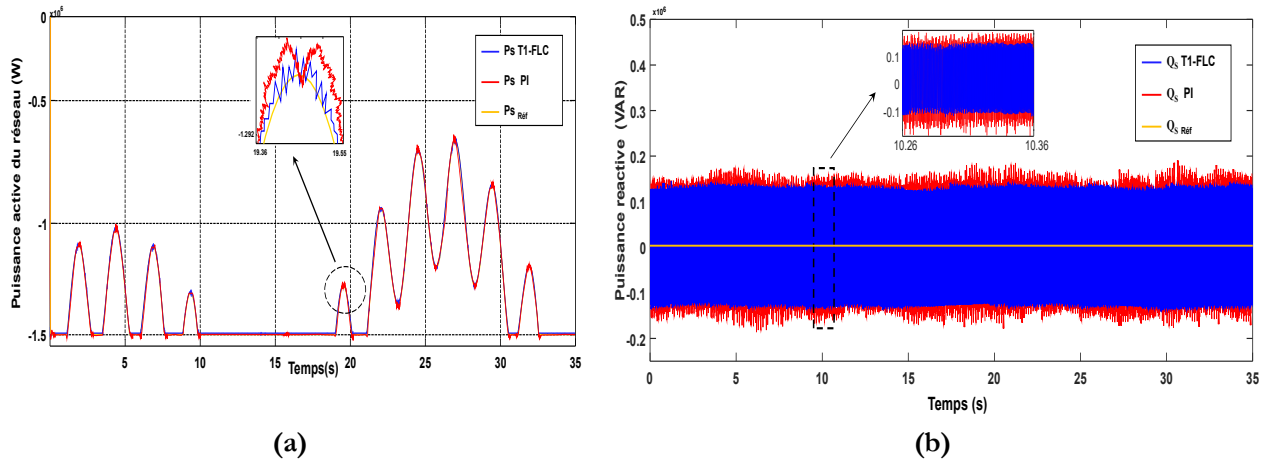


Fig.III.17: Puissance GASDE: (a) P_s ; (b) Q_s

Dans la **Fig.III.18.a**, la comparaison du courant de la première étoile entre le contrôle flou de type 1 et conventionnel révèle une stabilité supérieure avec le contrôle flou de type 1.

Maintenir la tension du bus Continu à 1130 V (**Fig.III.18.b**) à travers le contrôle flou de type 1 facilite la transmission efficace de la puissance réelle des systèmes éoliens vers le réseau.

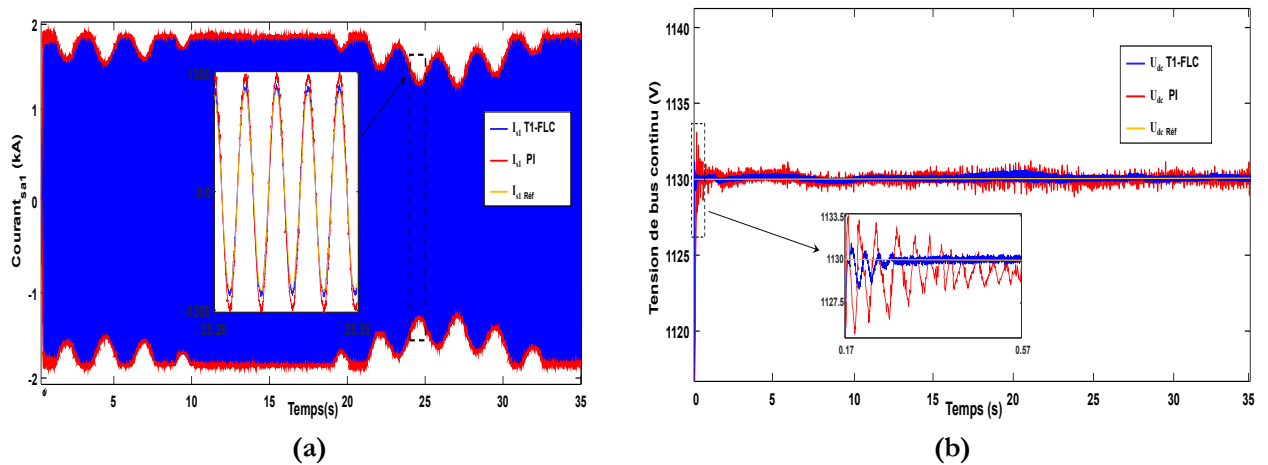


Fig.III.18: Courant et tension DC link: (a) I_{d1} et (b) U_{bus}

Les variations de couple sont représentées dans la **Fig.III.19** a pour les deux méthodes de contrôle. On observe que le couple fluctue en fonction des changements de vitesse du vent, prenant souvent

des valeurs négatives. De plus, il existe une relation directe entre la vitesse du vent et le couple, le couple augmentant lorsque la vitesse du vent augmente et diminuant lorsque la vitesse du vent diminue. Dans la même figure, la stratégie de contrôle flou de type 1 présente une réponse dynamique plus favorable en termes de couple par rapport à la stratégie traditionnelle PI, ce qui indique une performance supérieure dans ce test.

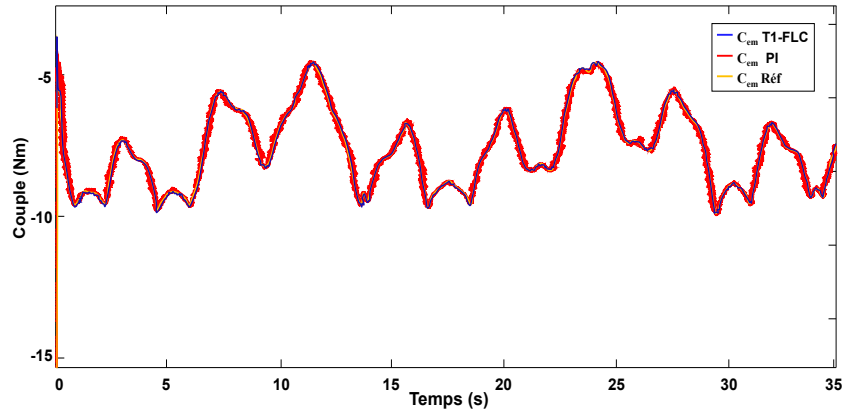


Fig.III.19: Couple électromagnétique du GASDE

La valeur de THD du courant dans ce test pour les contrôles est représentée dans les Fig.III.20.a et 20b, où l'on remarque que la valeur de THD était de 7,65 % et 1,63 % respectivement pour la technique PI et la technique T1-FLC proposée. Ainsi, la technique T1-FLC proposée a réduit significativement la valeur de THD, avec un taux de réduction estimé à 17,23 %, ce qui indique que la qualité du courant est meilleure dans le cas de la technique T1-FLC proposée par rapport à la technique PI traditionnelle. D'autre part, on note que la valeur d'amplitude du fondamental (50 Hz) du signal de courant était de 1303 A pour la technique PI traditionnelle et de 1295 A pour la technique T1-FLC. Par conséquent, la technique T1-FLC offre une plus grande amplitude que la technique PI traditionnelle, ce qui est un avantage, car cette caractéristique revêt une grande importance, ce qui rend la technique de FL de type 1 meilleure.

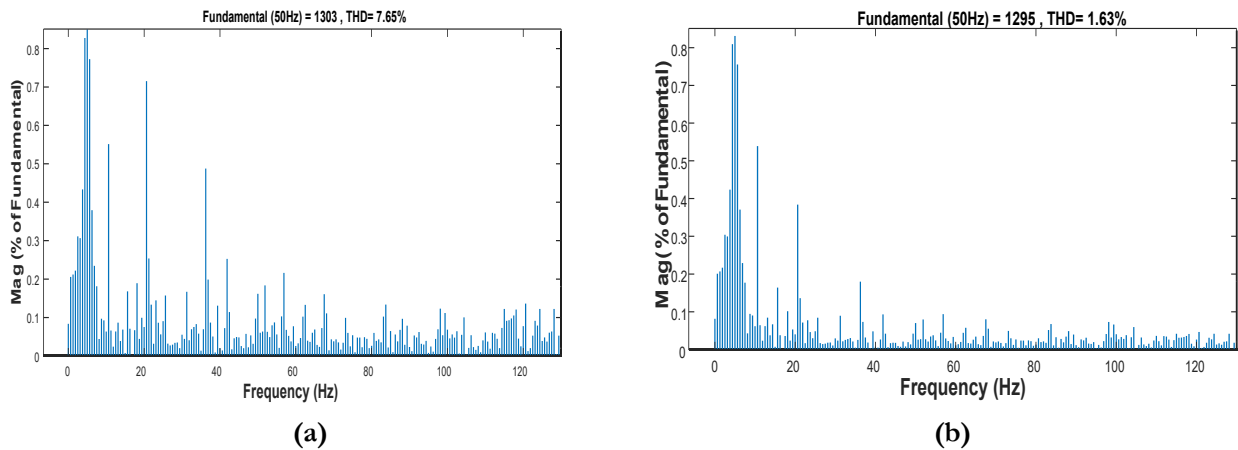


Fig.III.20: THD du courant du stator côté réseau : (a) PI et (b) T1-FLC.

Les résultats numériques obtenus sont représentés dans le **Tab.III.2**, où les valeurs numériques pour le temps de montée, le dépassement, l'ISE (Integral Square Error), l'ITAE (Integral Time Absolute Error), le THD du courant, et l'IAE (Integral Absolute Error) ont été extraites. À travers ce tableau, il est remarqué que la technique proposée T1-FLC a fourni des valeurs pour chacun des indicateurs 1, 2 et 3 qui sont meilleures que celles de la technique traditionnelle T1-FLC, et cela se manifeste à travers les taux de réduction calculés. En conséquence, la technique proposée T1-FLC a réduit chacun des dépassements, du temps de montée, de l'ISE, de l'IAE et de l'ITAE et THD par des taux estimés à 11.45 %, 7 %, 19.64 %, 26.86 % et 35.12 % et 36.72 respectivement. Ces taux indiquent la performance distinctive du contrôle proposé par rapport au contrôle traditionnel.

Tab.III.2: Résultats numériques du premier test

Technique	Dépassement (%)	Temps de montée (sec)	ISE	IAE	ITAE	THD (%)
PI	4.225	3.212	0.6498	0.9473	0.3348	7.65
T1-FLC	0.76	0.75	7.362e+10	1.971e+5	4.965e+4	1.63
Ratios	11.45%	7%	19.64%	26.86%	35.12%	36.72%

III.5 Conclusion

Avec l'évolution rapide des techniques de contrôle des systèmes électriques, la nécessité d'améliorer les performances des générateurs d'énergie est devenue plus urgente que jamais. Le Contrôle Vectoriel Indirect par Orientation du Flux Rotorique (IFOC) et le contrôle flou de type-1 (T1-FLC) sont des approches populaires pour gérer ces systèmes. Cependant, les défis associés à la gestion des systèmes non linéaires et complexes avec des régulateurs PI traditionnels appellent des solutions plus avancées. La prochaine section se concentrera sur la comparaison entre le contrôle flou traditionnel T1-FLC et le contrôle flou de type-2 amélioré IT2-FLC, appliqués aux systèmes éoliens basés sur le générateur GASDE.

CHAPITRE IV

ÉVALUATION DE LA ROBUSTESSE ENTRE T1-FLC ET IT2-FLC POUR UN SYSTEME EOLIEN GASDE CONNECTE AU RSEAU

IV.1 Introduction

Dans le domaine du contrôle flou, les contrôleurs de type 1 (T1-FLC) ont rencontré un grand succès dans diverses applications, mais ils font face à des défis pour gérer l'incertitude élevée dans les systèmes complexes et non linéaires. En revanche, la technologie IT2-FLC offre des capacités améliorées pour gérer efficacement l'incertitude et l'instabilité des informations. Cette technologie a été développée en raison de sa capacité à mieux gérer l'incertitude, en utilisant des ensembles flous IT2 gaussiens dans cette étude pour leur représentation précise et leur capacité unique à capturer suffisamment d'incertitudes. L'utilisation de fonctions d'appartenance floues de type 2 dans le contrôleur assure des performances robustes et élimine le besoin d'un système de contrôle adaptatif basé sur un modèle [6][7][63][67][68].

Ce chapitre présentera une revue et une analyse des performances de la technique IT2-FLC proposée comparée à la technique T1-FLC dans un système de générateur éolien MASDE. Les performances seront mesurées et comparées en termes de suivi des références, de temps de montée, de THD du courant, et de dépassement. On s'attend à ce que la technologie IT2-FLC montre des performances plus robustes pour répondre aux exigences de contrôle et réduire les erreurs par rapport à la technologie T1-FLC. Les résultats seront analysés et discutés en détail pour comprendre les effets de chaque technique sur le système GASDE, ainsi que son efficacité et sa durabilité dans diverses conditions. La présente étude contribue aux avancées scientifiques en matière de contrôle des systèmes à énergies renouvelables, en proposant des solutions visant à renforcer leur performance dynamique, leur robustesse face aux perturbations et leur fiabilité opérationnelle dans des environnements industriels complexes [63][65].

IV.1.1 Applications et développements de la IT2-FLC

Au cours des dernières années, le nombre de documents de recherche publiés sur la T1-FLC a régulièrement augmenté, comme illustré dans la **Fig.IV.1**. Ce sujet suscite un intérêt croissant en raison des performances supérieures des systèmes T2-FLC par rapport aux systèmes T1-FLC traditionnels. Plusieurs applications réussies de la T2-FLC dans des problèmes du monde réel mettent en lumière son efficacité :

Comme le montre la **Fig.IV.1.a**, le nombre de publications de recherche sur la T2-FLC a régulièrement augmenté au cours des dernières années. Ce regain d'intérêt s'explique par les performances améliorées des systèmes flous de type-2 par rapport aux systèmes logiques flous de type 1 traditionnels.

Dans la plupart de ces cas, la gestion de l'incertitude a joué un rôle crucial dans les performances des systèmes présentés. En parallèle le concept de " Footprint Of Uncertainty " (FOU) a gagné en importance ces dernières années. La **Fig.IV.1.b** résume les documents de recherche publiés au cours des quinze dernières années qui utilisent les mots clés " FOU " dans le titre, les mots clés et le résumé. Comme le montre cette figure, le nombre de publications a régulièrement augmenté, ce qui reflète l'intérêt croissant pour l'application de ce paramètre dans des applications réelles.

Un autre concept pertinent qui a émergé avec la T2-FLC intervalle est le processus de réduction de type [101]. Ce concept est lié au processus permettant d'obtenir une sortie nette à partir de l'ensemble flou de sortie de IT2-FLC d'un système T2-FLC intervalle. Parmi les méthodes les plus utilisées pour la réduction de type, on trouve l'algorithme « Karnik-Mendel » [101][102][109]

- ❖ Un nouveau modèle de processus d'obtention d'un consensus flou d'intervalle de type 2 et une méthode de prise de décision de groupe pour l'investissement dans les énergies renouvelables [101][103][125].
- ❖ Une méthode de IT2-FLC a été utilisée pour la classification [102]
- ❖ La T2-FLC a été utilisée pour la détection des contours d'image pour la première fois [103]
- ❖ La T2-FLC a été appliquée au diagnostic médical [101][104].
- ❖ Une étude comparative de la robustesse au bruit pour les contrôleurs flous de T2 a été présentée [105].
- ❖ Une méthode de prévision de la vitesse du vent à court terme basée sur un modèle flou d'intervalle de type 2 [106]

Dans la plupart de ces cas, la gestion efficace de l'incertitude a contribué de manière significative aux performances de ces systèmes. Cependant, un domaine d'étude intéressant est la modélisation de l'incertitude. À cet égard, le concept de FOU, joue un rôle crucial dans les performances des systèmes flous de type-2, comme conclu dans plusieurs études [104][105].

Le concept de l'Empreinte d'Incertaince a gagné en importance ces dernières années, comme le montre la **Fig.IV.1.b**, qui résume les recherches publiées au cours des quinze dernières années utilisant ce terme. Cette croissance souligne l'intérêt croissant pour son application dans des situations réelles. Cet article propose une nouvelle approche asymétrique pour modéliser l'Empreinte d'Incertaince. Un autre concept important est le processus de réduction de type [107], impliquant la conversion d'un ensemble flou de type-2 en une sortie nette, avec des méthodes couramment utilisées comme les algorithmes de Karnik-Mendel [101][108][109] [110].

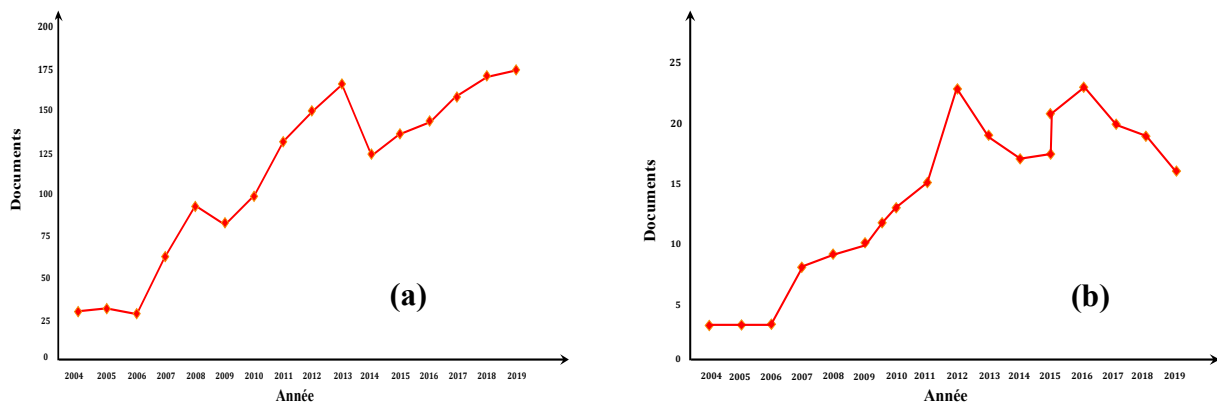


Fig.IV.1: Publications au cours des 15 dernières années

(a) : Logique Fuzzy Type-2

(b) : Empreinte d'incertitude [103][104]

IV.1.2 Terminologie de la T2-FLC

La T2-FLC a été introduite pour traiter l'incertitude de manière plus efficace que la T1-FLC, permettant de modéliser des systèmes complexes avec un degré de variabilité plus élevé. Elle se caractérise par l'utilisation de fonctions d'appartenance floues dont les valeurs sont elles-mêmes floues, offrant ainsi une robustesse accrue face à l'imprécision des données. La terminologie de ce domaine évolue constamment pour mieux capturer les nuances et les incertitudes inhérentes aux systèmes dynamiques [6][63][65][101][102][112][114].

Dans ce contexte, nous allons énumérer les définitions les plus importantes qui clarifient les fondamentaux de ce contrôleur :

➤ Définition 1

Un ensemble flou type-2, noté \tilde{A} est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle, $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$, c.-à-d.:

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x, u) / (x, u) \quad J_x \subseteq [0, 1] \tag{IV.1}$$

Où $\int \int$ dénote l'union de tous les éléments du produit cartésien sur X et u avec $0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x, u) \leq 1$.

À chaque point fixe x de X , J_x est l'appartenance primaire de x , et x est appelé variable primaire.

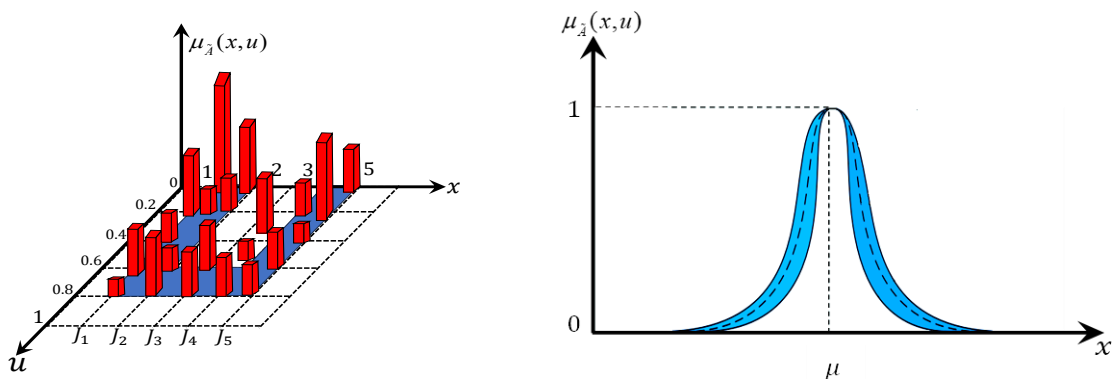


Fig.IV.2: Fonction d'appartenance d'un IT2-FLC ; (a) : trapézoïdale représentation tridimensionnelle [1115] , (b) : triangulaire, représentation bidimensionnelle [113]

➤ Définition 2

Pour chaque valeur de x , notée $x = x'$, le plan 2 dimensionnel dont les axes sont u et $\mu_{\tilde{A}}(x', u)$ est appelé tranche verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$, La Fig.IV.3 illustre la section verticale pour ($x' = 5$), une fonction d'appartenance secondaire correspond à une coupe verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$

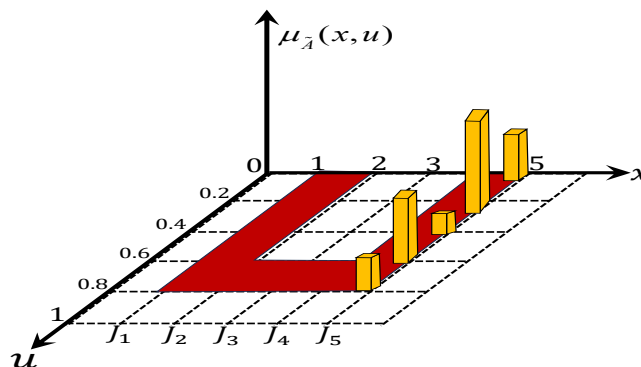


Fig.IV.3: Tranche verticale pour ($x'=5$) [113][115]

Par conséquent $x' \in X$ et $\forall u \in J_{x'} \subseteq [0,1]$, on a :

$$\mu_{\tilde{A}}(x = x', u) \triangleq \mu_{\tilde{A}}(x') = \int_{u \in J_{x'}} f_{x'}(u) / u \quad J_{x'} \subseteq [0,1] \quad \text{IV.2.}$$

Où $0 \leq f_{x'}(u) \leq 1$. Puisque $\forall x'$, ce x' va appartenir à X , c.-à-d. $x' \in X$, alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire est représentée par $\mu_{\tilde{A}}(x)$ qui est une fonction d'appartenance Flou type-1.

En utilisant le concept des ensembles secondaires, un ensemble T2-FLC peut être interprété comme l'union de tous ses ensembles secondaires, comme le montre l'équation (IV-2), on peut écrire \tilde{A} sous la forme suivante :

$$\tilde{A} = \{ (x, \mu_{\tilde{A}}(x)) / \forall x \in X \} \quad \text{IV.3.}$$

Où sous la forme :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}(x) / x = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f_x(u) / u \right] / x \quad J_x \subseteq [0,1] \quad \text{IV.4.}$$

La figure (IV.4) représente les grandeurs floues déjà expliquées, comme indiqué dans [65], [118].

➤ **Définition 3**

L'appartenance primaire de x est définie comme le domaine de la fonction d'appartenance secondaire, noté J_x telle que $J_x \subseteq [0,1] \quad \forall x \in X$

➤ **Définition 4**

L'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire est définie comme le degré d'appartenance secondaire, noté $f_x(u)$.

➤ **Définition 5**

Un ensemble T2-FLC intervalle se caractérise par des fonctions d'appartenance secondaires qui sont des ensembles flous de type-1 sous forme d'intervalles, représentant l'incertitude à travers des segments de droite. $f_x(u) = 1, \quad \forall u \in J_x \subseteq [0,1], \quad \forall x \in X$. [116][117][118]

Les ensembles flous de type-2 intervalle reflètent l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire [127][128]. Ce type de fonction d'appartenance le plus souvent utilisé dans les systèmes T2-FLC. Il est important de noter que ces fonctions d'appartenance sont

représentées uniquement par leurs domaines, qui peuvent être exprimés en termes de bornes gauche et droite $[l, r]$ ou par leurs centres et largeurs $[c-s, c+s]$ où $c = (l + r)/2$ et $s = (r - l)/2$.

➤ **Définition 6**

Sous l’hypothèse qu’à chaque fonction d’appartenance secondaire d’un T2-FLC correspond un unique degré unitaire, la fonction d’appartenance principale est définie comme leur union [113] [116][118]

$$u_{\text{principale}}(x) = \int_{x \in X} u / x \quad \text{où } f_x(u) = 1 \quad \text{IV.5.}$$

Dans un ensemble T2-FLC de type intervalle, la fonction d’appartenance principale correspond à l’union des valeurs moyennes des fonctions d’appartenance secondaires. Lorsque l’incertitude associée à ces dernières s’annule, cette fonction converge vers celle d’un ensemble flou de type 1 [113][116][118].

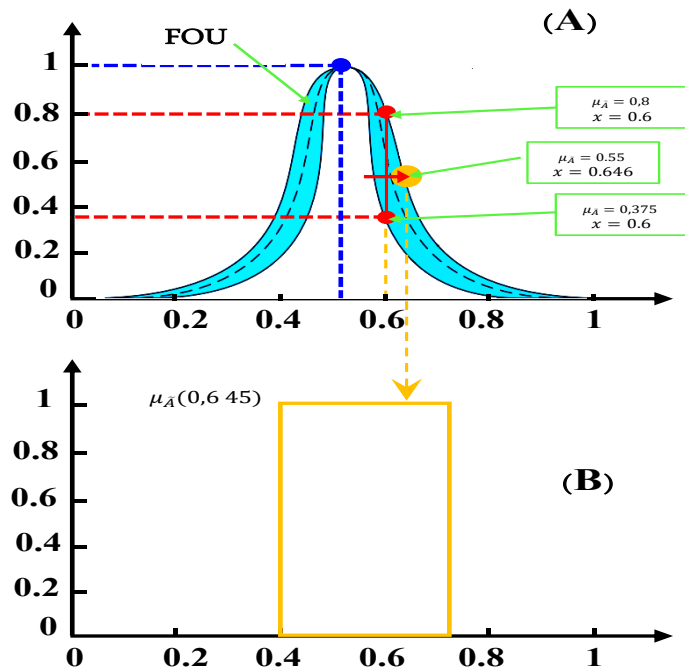


Fig.IV.4: Représentation schématique d'un ensemble T2-FLC intervalle.

(A) : Appartenance « primaire », (B) : Appartenance « secondaire ».

➤ **Définition 7**

L'erreur dans un ensemble T2-FLC \tilde{A} est modélisée par une région bornée appelée *FOU*. C'est l'union de toutes les appartenances « primaires » [101][109][116]:

$$FOU(\tilde{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x \tag{IV.6}$$

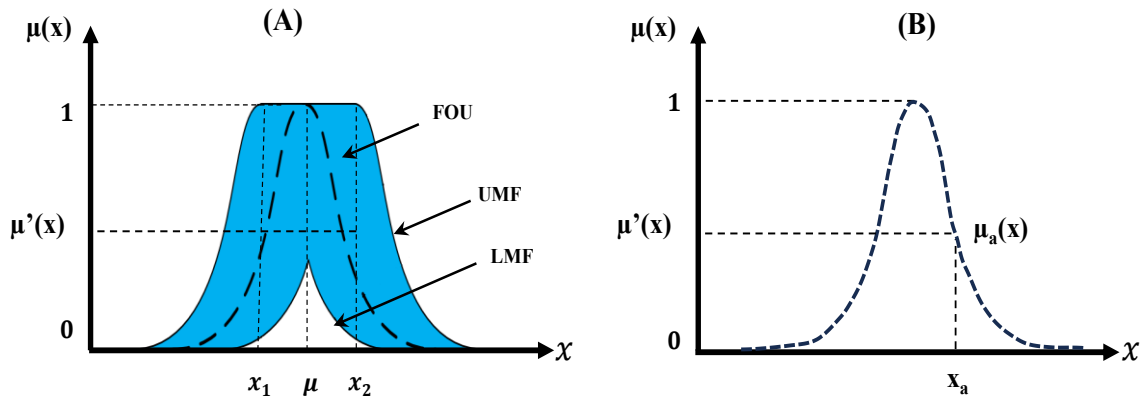


Fig.IV.5: Représentation schématique d'un T2-FLC de forme gaussienne.

(A) : Appartenance « secondaire » ; (B) Appartenance « primaire ».

➤ **Définition 8**

Les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure, étant de type-1, définissent les limites de *FOU* d'un ensemble T2-FLC \tilde{A} .

La fonction d'appartenance supérieure sera désignée par $\bar{\mu}_{\tilde{A}}(x) \forall x \in X$, et la fonction d'appartenance inférieure sera désignée par $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) \forall x \in X$, Ainsi, nous avons :

$$\bar{\mu}_{\tilde{A}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \quad \forall x \in X \tag{IV.7}$$

Et

$$\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})} \quad \forall x \in X \tag{IV.8}$$

IV.1.3 Opérations mathématiques sur les ensembles T2-FLC

La T2-FLC intervalle peut être considérée comme une évolution de la T1-FLC initialement introduite par « Zadeh », car dans la T1-FLC l'idée principale est de modéliser la vague-à-l'âme dans les concepts linguistiques, tandis que dans la T2-FLC intervalle, l'objectif principal est de modéliser leur incertitude [7][101][16][117][120].

Étant donné que les degrés d'appartenance dans les ensembles T2-FLC sont représentés par des ensembles T1-FLC, les opérations telles que l'union et l'intersection s'effectuent via des t-normes et t-conormes de T1, conformément au principe d'extension formulé par « Zadeh » [104][105][117][119].

Une opération «^{*} » entre deux nombres ordinaires peut être étendue à deux ensembles T1 :

$$F = \int_v f(v) / v \tag{IV.9.}$$

Et

$$G = \int_w g(w) / w \tag{IV.10.}$$

De la manière suivante

$$F * G = \int_v \int_w [f(v) \bullet g(w)] / (v * w) \tag{IV.11.}$$

Où « . » est une t-norm, généralement c'est une opération produite ou opération min [110] ; par exemple, l'extension de la t-conorme aux ensembles de T1 est donnée par :

$$F \cup G = \int_v \int_w [g(w) \bullet f(v)] / (v \vee w) \tag{IV.12.}$$

Similairement, l'extension de la t-norm aux ensembles T1 sera donnée par :

$$F \cap G = \int_v \int_w [g(v) \bullet f(v)] / (v \wedge w) \tag{IV.13.}$$

Exemple 1

Soit F et G deux ensembles T1 intervalle sur les domaines $[l_f, r_f]$ et $[l_g, r_g]$, respectivement.

En appliquant (II-29), l'intersection entre F et G s'exprime comme suit :

$$F \cap G = \int_{v \in F} \int_{w \in G} (1 \times 1) / (vw) \tag{IV.14.}$$

De cette équation nous observons :

- Chaque terme de $F \cap G$ est égale au produit vw , avec le plus petit terme l_f l_g et le plus grand r_f r_g

- Puisque F et G possèdent des intervalles continus, alors $F \cap G$ possède aussi un domaine continu, par conséquent $F \cap G$ est un ensemble T1 intervalle avec le domaine $[l_f l_g, r_f r_g]$, c.-à-d. :

$$F \cap G = \int_{u \in [l_f l_g, r_f r_g]} 1/u \tag{IV.15.}$$

D'une façon plus générale, l'intersection $\bigcap_{i=1}^n F_i$ de n ensembles type-1 intervalle F_1, \dots, F_n ayant les domaines $[l_1, r_1], \dots, [l_n, r_n]$, respectivement, est un ensemble intervalle sur le domaine $\left[\prod_{i=1}^n l_i, \prod_{i=1}^n r_i \right]$.

Des opérations algébriques entre les ensembles T1 peuvent aussi être définies en utilisant l'équation (III.20), comme par exemple la somme de F et G :

$$F + G = \int_v \int_w [f(v) \bullet g(w)] / (v + w) \tag{IV.16.}$$

En utilisant le même raisonnement vu dans l'exemple précédent, on peut démontrer que lorsque F et G sont des ensembles type-1 intervalle, alors leur somme est aussi un ensemble type-1 intervalle sur le domaine $[l_f + l_g, r_f + r_g]$ [101][109][113][117][120].

En utilisant le principe d'extension [101][117][120], une opération sur n valeurs ordinaires $f(\theta_1, \dots, \theta_n)$ peut être étendue à une opération sur n ensembles flous type-1 F_1, \dots, F_n :

$$f(F_1, \dots, F_n) = \int_{\theta_1} \dots \int_{\theta_n} \mu_{F_1}(\theta_1) * \dots * \mu_{F_n}(\theta_n) / f(\theta_1, \dots, \theta_n) \tag{IV.17.}$$

Où toutes les intégrales dénotes des unions logiques, et $\theta_i \in F_i$ pour $i=1, \dots, n$.

Nous allons dans la suite définir le concept de centroïde d'un ensemble flou type-2 en utilisant la formule (IV-17), cette notion est très importante dans les systèmes T2-FLC.

Rappelons qu'un centroïde d'un ensemble flou A T1, dont le domaine est discrétisé en N valeurs est donné par :

$$C_A = \sum_{i=1}^N x_i \mu_A(x_i) / \sum_{i=1}^N \mu_A(x_i) \tag{IV.18.}$$

Similairement, le centroïde d'un ensemble flou \tilde{A} T2 dont le domaine est discrétisé en N points, peut être défini en utilisant l'équation (IV.17) comme suit. Si on pose $D_i = \mu_{\tilde{A}}(x_i)$, alors :

$$C_{\tilde{A}} = \int_{\theta_1} \dots \int_{\theta_N} [\mu_{D_1}(\theta_1) * \dots * \mu_{D_N}(\theta_N)] / \frac{\sum_{i=1}^N x_i \theta_i}{\sum_{i=1}^N \theta_i} \quad \text{IV.19.}$$

Où : $\theta_i \in D_i$.

L'équation (IV-19) veut dire : chaque point x_i de \tilde{A} possède un degré d'appartenance de T1 écrit $D_i = \mu_{\tilde{A}}(x_i)$. Pour repérer le centroïde, nous considérons chaque combinaison possible $\{\theta_1, \dots, \theta_N\}$ tel que $\theta_i \in D_i$. Pour chaque telle combinaison, nous calculons un centroïde de T1 en utilisant la formule (IV-18) en remplaçant chaque $\mu_{\tilde{A}}(x_i)$ par θ_i , et à chaque point centroïde, nous allons associer un degré d'appartenance égale à la t-norm des degrés d'appartenances des θ_i aux D_i . Si plus d'une combinaison des θ_i nous donne le même point dans le centroïde, on garde le point possédant le plus grand degré d'appartenance. Chaque combinaison $\{\theta_1, \dots, \theta_N\}$, ($\theta_i \in D_i$), considérée lorsque nous calculons $C_{\tilde{A}}$, peut être vue comme une fonction d'appartenance d'un certain ensemble flou A' de type-1 possédant le même domaine que \tilde{A} . Nous appelons A' un ensemble T1-FLC encadré dans \tilde{A} (Fig.III.6) [101][117][120].

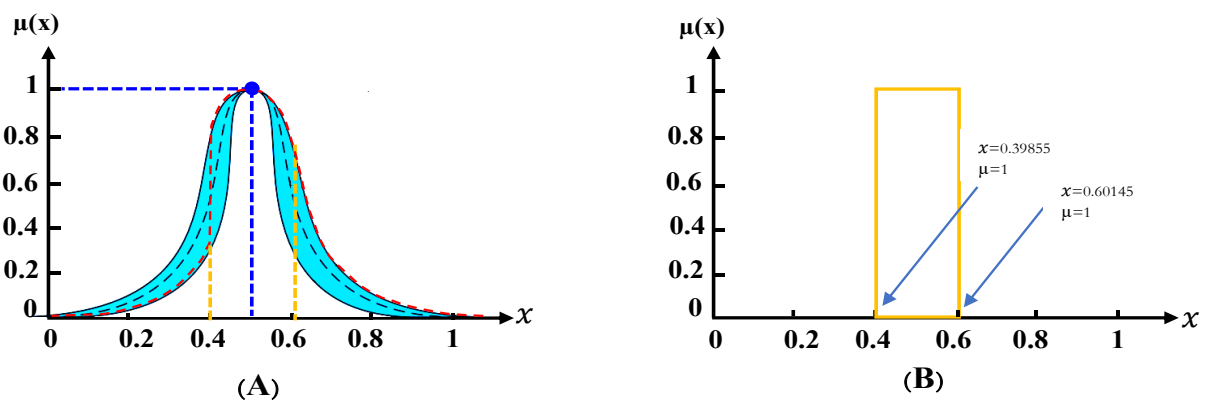


Fig.IV.6: Vue approfondie d'un ensemble IT2-FLC (gaussienne)

(A) : Ensemble IT2-FLC (B) : Centroïde de l'ensemble T2-FLC représenté dans (A)

Chaque ensemble type-1 encastré possède aussi un point qui est calculé comme la t-norm des degrés d'appartenance secondaires correspondant à $\{\theta_1, \dots, \theta_N\}$.

Alors, un ensemble T2-FLC peut être vu comme une large collection d'ensembles type-1 encastrés, dont chacun possède son poids associé. Le centroïde de cet ensemble flou type-2, $C_{\tilde{A}}$ est par conséquent un ensemble type-1 dont les éléments sont les centroïdes de tous les ensembles encastrés de type-1 dans \tilde{A} , leurs degrés d'appartenance sont les poids associés aux ensembles encastrés correspondants. Le calcul du centroïde se simplifie beaucoup lorsque \tilde{A} est un ensemble IT2-FLC [25] [122][123][124].

Dans ce cas, si A est un ensemble IT2-FLC, alors l'équation (IV-19) sera simplifiée à :

$$C_{\tilde{A}} = \int_{\theta_1} \dots \int_{\theta_N} 1 / \frac{\sum_{i=1}^N x_i \theta_i}{\sum_{i=1}^N \theta_i} \quad \text{IV.20.}$$

Où chaque θ_i appartient à un certain intervalle dans $[0,1]$.

Observons que si le domaine de \tilde{A} ou de $\mu_{\tilde{A}}(x)$ ($x \in \tilde{A}$) est continu, alors le domaine de $C_{\tilde{A}}$ est aussi continu. Le nombre de tous les ensembles type-1 encastrés dans \tilde{A} est infini, par conséquent, les domaines de \tilde{A} et chaque $\mu_{\tilde{A}}(x)$ ($x \in \tilde{A}$) doivent être discrétisés pour le calcul de $C_{\tilde{A}}$. Nous remarquons de l'équation (IV.19) que si le domaine de chaque D_i est discrétisé en M points, le nombre des combinaisons $\{\theta_1, \dots, \theta_N\}$ possibles sera M^N , qui est un nombre très grand même pour M et N petits.

Si, par conséquent les fonctions des D_i ont une structure régulière (esp : ensemble T1 intervalle, gaussiennes, triangulaires), on peut obtenir avec exactitude ou approximativement le centroïde sans réaliser tous les calculs.

L'ensemble T1-FLC réduit d'un ensemble T2-FLC est le centroïde de l'ensemble FLC-T2 du ; par conséquent, chaque élément de l'ensemble de type réduit est un centroïde d'un certain ensemble encastré FLC-T1 [101][117][120][121][122][123][124].

IV.2 Contrôle IT2-FL de GASDE

Pour assurer une commande efficace du système de conversion d'énergie éolienne basé sur un GASDE, une stratégie de contrôle hybride a été retenue, combinant la logique floue et la commande FOC. Cette combinaison permet de maintenir la stabilité de la tension du bus continu associée aux deux convertisseurs reliés à chaque étoile du stator.

Afin de garantir un contrôle indépendant de la puissance injectée au réseau, tout en compensant les incertitudes inhérentes au modèle du système — notamment celles liées aux variations des conditions aérodynamiques — une approche de commande par rétroaction idéale a été adoptée. La structure globale de cette stratégie est illustrée dans la **Fig. IV.7**, et constitue une version améliorée de la stratégie CV classique. Dans cette architecture, les régulateurs de courant du rotor utilisés traditionnellement ont été remplacés par un contrôleur IT2-FLC. Ce remplacement vise à renforcer la robustesse du système et à améliorer ses performances dynamiques en présence d'incertitudes [105]

La stratégie repose également sur l'emploi d'une technique de modulation MLI pour la génération des signaux de commande destinés aux deux redresseurs ainsi qu'à l'onduleur. La fiabilité, la capacité d'adaptation et la qualité de la réponse dynamique constituent les atouts majeurs de cette approche. la stratégie proposée est évaluée en la comparant à la commande conventionnelle reposant sur un contrôleur T1-FLC [63][104].

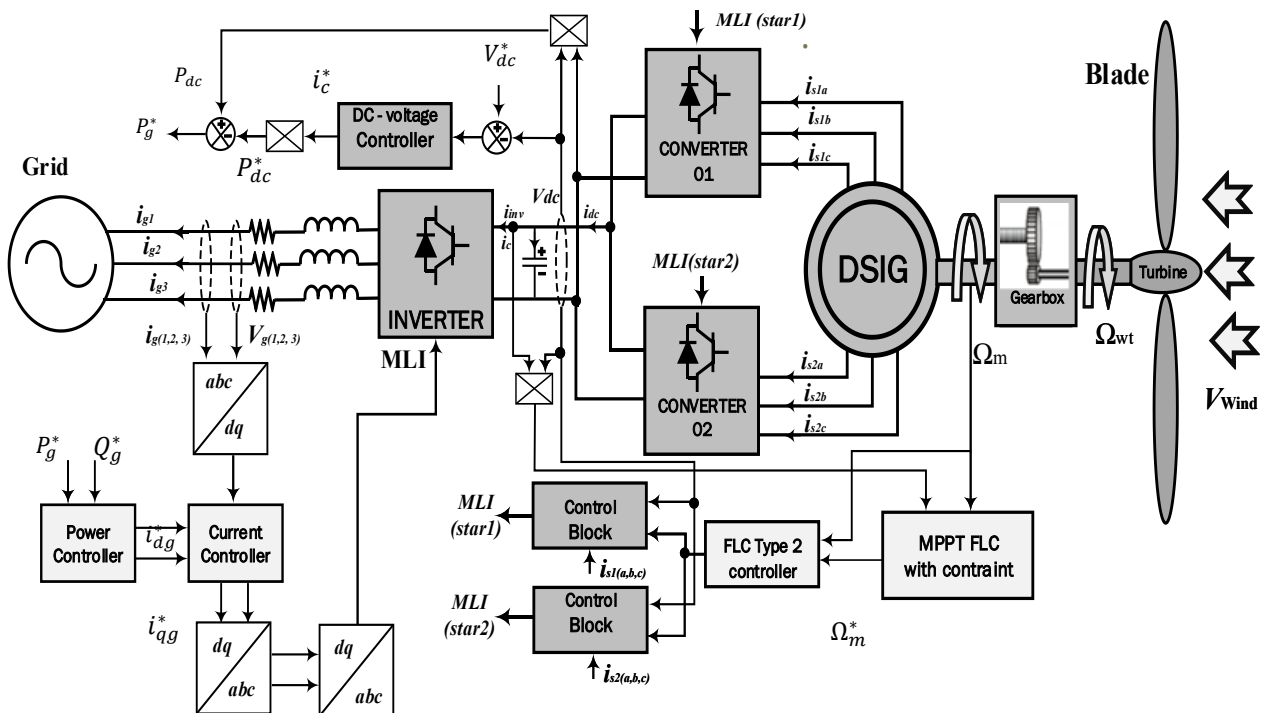


Fig.IV.7: Schéma du contrôle FLC-T2 côté générateur

Les règles logiques et les principes fondamentaux des contrôleurs logique floue de Type 1 et de type 2 demeurent inchangés, conformément aux travaux antérieurs [11], [24], mais leur capacité à traiter l'incertitude diffère significativement, ce qui justifie l'intégration du contrôleur IT2-FLC dans ce travail.

IV.2.1 Conception du régulateur T2-FLC

Cette section présente les principes de base de la commande du débitmètre à IT2-FLC pour la régulation du système ou des variables d'entrée, notamment la variation de pression (ΔP), la variation de tension ($\Delta \Omega$) et la variation du C_{em} . Lorsque le dispositif de commande affiche clairement le mécanisme, cette méthode est appliquée aux valeurs $\Delta \Omega = 0,38$ p.u. et $\Delta P = 0,02$ p.u. Cette approche vise à élucider le processus de raisonnement flou déterministe, depuis l'acquisition des entrées jusqu'à la génération de la sortie.

Les modèles d'incertitudes dans les grands électroaimants et la mécanique — fluctuations de tension, perturbations de charge et erreurs de mesure — sont pris en compte par la correction des fonctions gaussiennes à intervalles de type 2. Les cellules fournissent une empreinte d'incertitude, limitée aux gaussiennes d'ordre supérieur et à l'information. Le processus de traitement commence par une étape de floutage, qui convertit le nombre d'entrées dans différents types de groupes de T2. Ceci convient à une phase d'infection, qui combine une base linguistique avec un moteur d'infection ; ce concept est analogue à un système de T1, et ce processus s'applique à différentes opérations arithmétiques opérationnelles dans les ensembles de T2, notamment l'union, l'intersection et la composition [11][25]. Le retour à l'arrière de cette méthode pour les valeurs des parties privées leur permet d'atteindre un prix approprié pour le couple, de sorte que $C_{em} = 0,3500$ p.u., tout en ayant une mesure de haute qualité de l'augmentation de la propagation sur la longue période [2][96][].

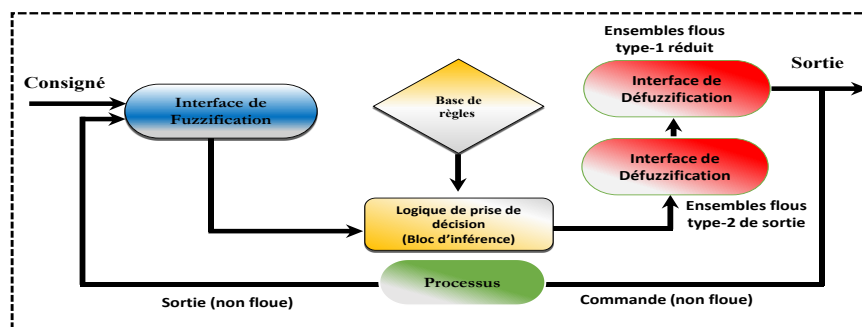


Fig.IV.8: Structure d'un système T2-FLC.

Dans ce travail, 7 MF gaussiennes ont été choisies pour la technique IT2-FLC sont présentées respectivement dans les figure7.

Les valeurs minimales et maximales de l'univers du discours toutes les entrées et sorties étaient de -1 à $+1$. La technique FL a deux entrées : l'erreur (ε) sa dérivée ($\Delta\varepsilon$). Sa seule sortie est le signal de commande (u) appelé couple électromagnétique ΔC_{em} [25][77].

Chacune de ces entrées et sorties se compose de sept MF gaussiennes [26][27][28]. Les MF pour les entrées et les sorties dans IT2-FLC sont représentée dans la **Fig.IV.9**.

Au total, 49 modules de commande basés sur des règles ont été conçus pour la technique IT2-FLC, garantissant des performances de commande optimales, comme détaillé dans le **Tab.III.1**.

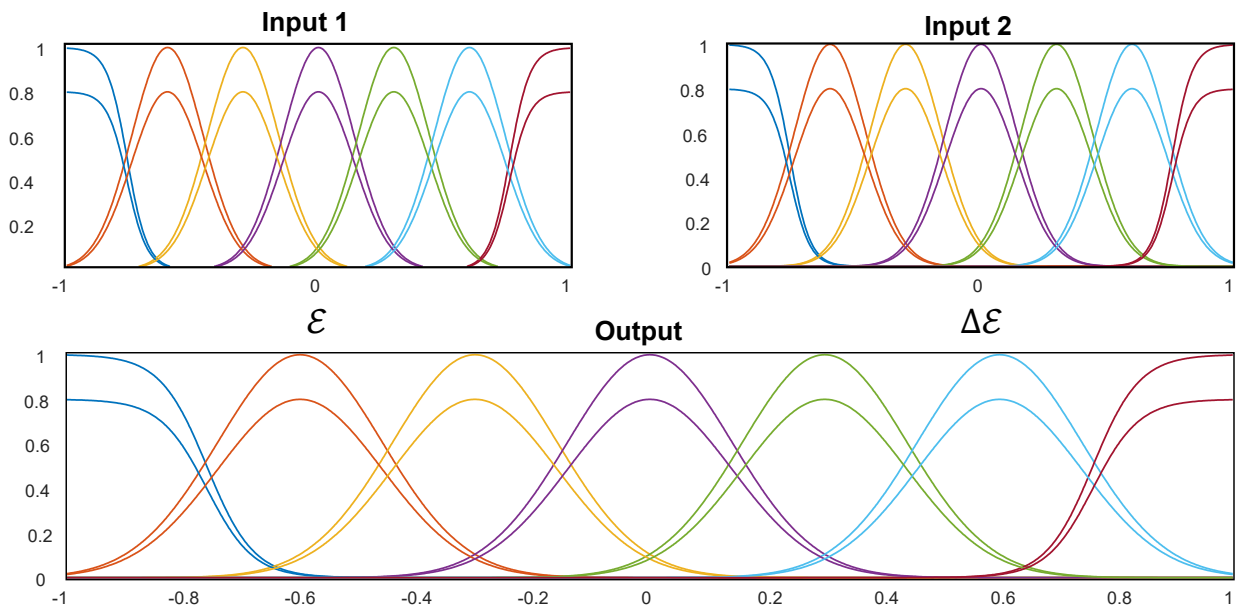


Fig.IV.9: Fonctions D'appartenance (MF) au IT2-FLC : (a) MF pour les variables d'entrée « ε » et « $\Delta\varepsilon$ » du IT2-FLC ; (b) MF pour la variable de sortie « u » du IT2-FLC [92][124]

IV.2.2 Fuzzification des entrées

Fuzzification transforme les grandeurs d'entrée précises - la variation de vitesse $\Delta\Omega$ et la variation de puissance ΔP - en degrés d'appartenance incertains via des ensembles flous IT2 gaussiens. Chaque ensemble linguistique est caractérisé par une fonction d'appartenance gaussienne à deux paramètres d'écart-type [65][92][93][124]:

$$\begin{cases} \mu_{\text{sup}}(x) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x - c_i}{\sigma_{i,\text{max}}}\right)^2\right) \\ \mu_{\text{inf}}(x) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x - c_i}{\sigma_{i,\text{min}}}\right)^2\right) \end{cases} \quad \text{IV.21.}$$

Figure.IV.10 illustre le processus de fuzzification de type-2 appliqué aux deux entrées du contrôleur, x_1 et x_2 sur les ensembles gaussiens intervalle-type-2 définis par leurs centres et écarts-types (σ_{\min} , σ_{\max}). Pour chaque ensemble on calcule deux degrés d'appartenance bornant l'incertitude : μ_{sup} (avec σ_{\max}) et μ_{inf} (avec σ_{\min}) selon la loi gaussienne [92][124], avec :

- A1 : centre =0.30, σ_{\min} =0.15, σ_{\max} =0.25
- A2 : centre =0.20, σ_{\min} =0.15, σ_{\max} =0.25

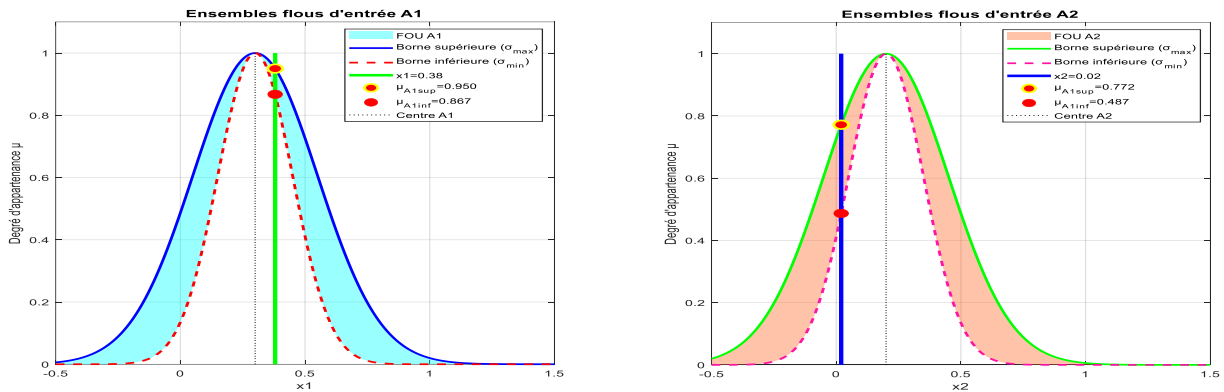


Fig.IV.10: Fuzzification gaussienne des entrées

IV.2.3 Étapes d'activation des règles floues

Mécanisme d'activation des règles (**figure.IV.11**) détermine la force d'activation de chaque règle floue via l'application systématique de l'opérateur minimum. Après l'évaluation des degrés d'appartenance supérieurs et inférieurs pour chaque entrée (**figure.IV.12**), les forces d'activation sont calculées selon une formulation [65][124]. Plus précisément, la force supérieure et inférieure est obtenue par :

$$\begin{cases} F_{\text{sup}} = \min(\mu_{A1,\text{sup}}, \mu_{A2,\text{sup}}) \\ F_{\text{inf}} = \min(\mu_{A1,\text{inf}}, \mu_{A2,\text{inf}}) \end{cases} \quad \text{IV.22.}$$

La **figure.IV.12.a** présente les degrés d'appartenance supérieurs et inférieurs (μ_{sup} , μ_{inf}) des ensembles d'entrée A1 et A2, **figure.IV.12.b**, assure que l'activation de chaque règle est contrainte par sa prémisse la moins vérifiée, conformément à la logique conjonctive de l'opérateur ET. Les intervalles $[F_{\text{inf}}, F_{\text{sup}}]$ résultants (**figure.IV.12.c**) quantifient ainsi la propagation de l'incertitude

depuis les antécédents vers les conséquents, préparant l'étape suivante du processus d'inférence[63][87][101][92][93].

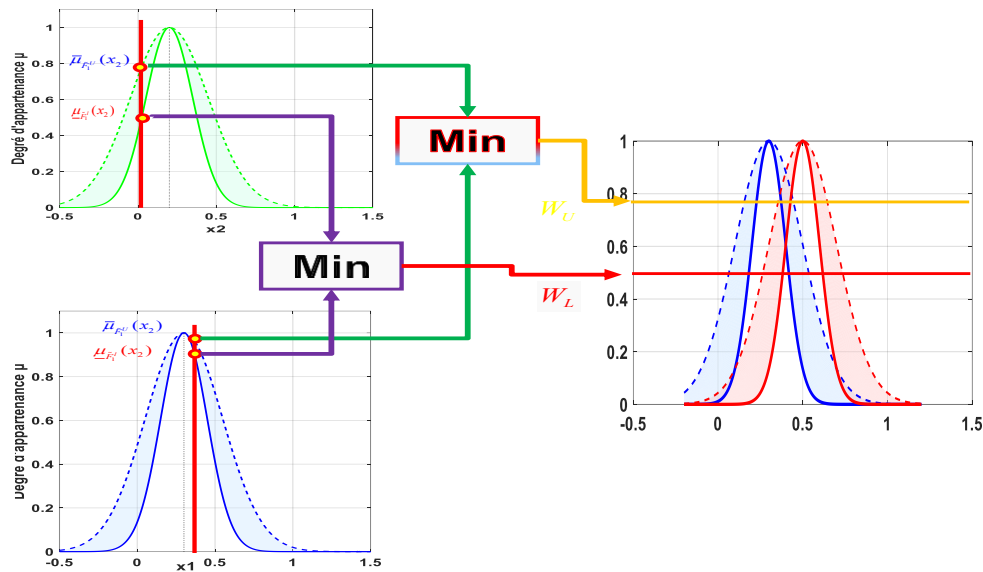


Fig.IV.11: Mécanisme d'activation des règles par l'opérateur « min »

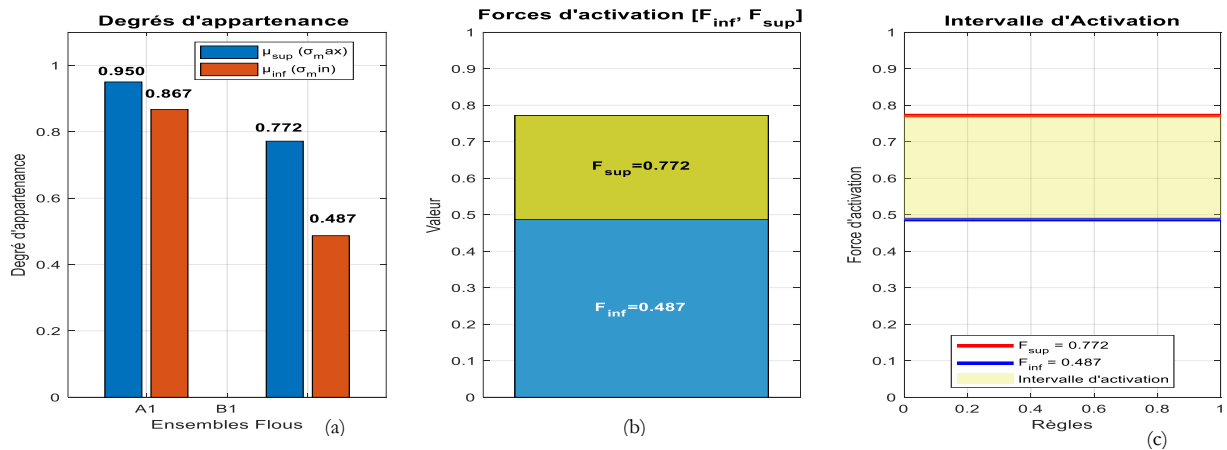


Fig.IV.12: Processus d'activation des règles floues

IV.2.4 Ensembles flous de sortie

Figure.IV.13 présente les ensembles de sortie flous C1 et C2, représentant les actions de commande possibles sur le couple du système éolien. L'ensemble C1, centré à 0.1, correspond à un couple faible destiné à la protection mécanique, tandis que C2, centré à 0.6, traduit un couple élevé optimisant la capture d'énergie. Chaque ensemble est défini par une $\sigma_{max}=0.2$ et une $\sigma_{min}=0.1$, formant un FOU qui intègre les incertitudes liées aux non-linéarités du système et aux variations du

vent. Cette structure type-2 permet au contrôleur de maintenir une commande de couple robuste malgré les fluctuations et les imprécisions des mesures d'entrée [6][85][87][101][117][124].

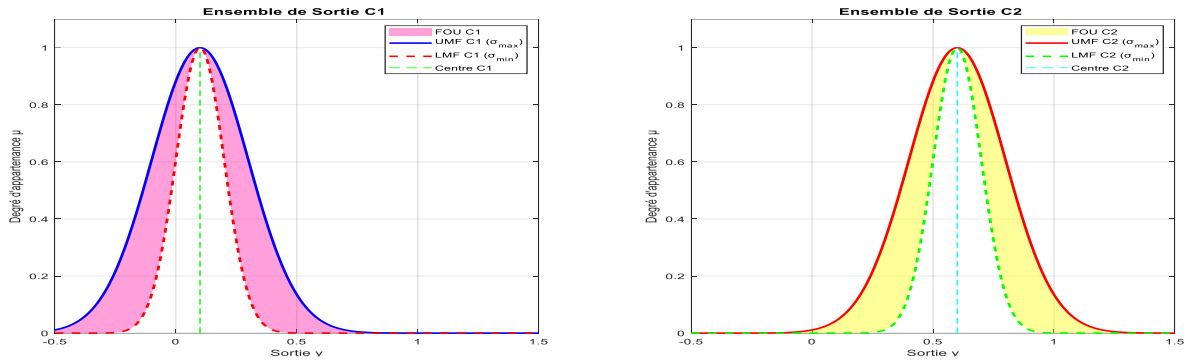


Fig.IV.13: Ensembles flous de sortie associés au couple

Figure.IV.14 montre les mêmes ensembles C1 et C2 après application des forces d'activation F_{sup} et F_{inf} , selon l'équation :

$$\begin{cases} C_{1\ clip,sup} = \min(F_{sup}, C_{1sup}), C_{1\ clip,inf} = \min(F_{inf}, C_{1inf}) \\ C_{2\ clip,sup} = \min(F_{sup}, C_{2sup}), C_{2\ clip,inf} = \min(F_{inf}, C_{2inf}) \end{cases} \quad IV.23.$$

La troncature réduit verticalement les ensembles selon l'intensité des règles activées. Les courbes tronquées obtenues, notées c1 et c2, matérialisent donc l'impact direct des règles floues sur la zone de sortie admissible[101][117][124].

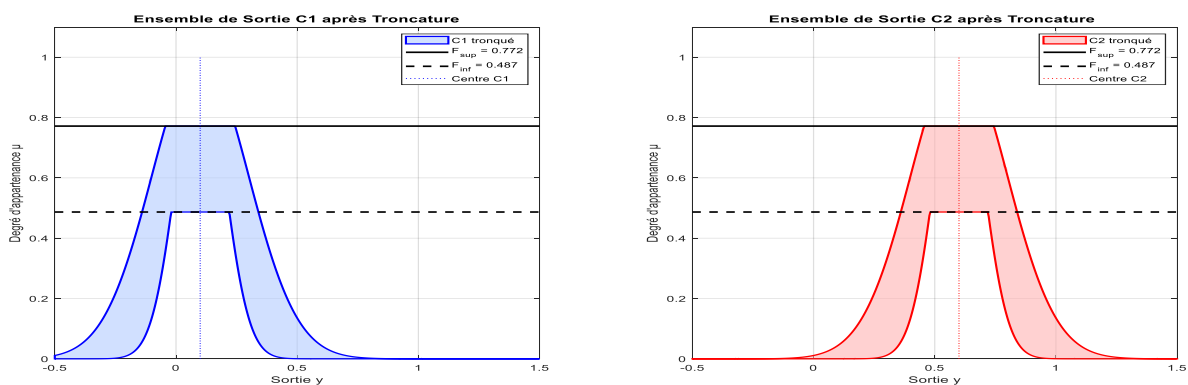


Fig.IV.14: Ensembles de sortie flous après troncature

IV.2.5 Troncature et union des ensembles flous T2 de sortie

Figure.IV.15 illustre les ensembles de sortie flous C_1 et C_2 après troncature, où chacun d'eux est limité par les forces d'activation F_{inf} et F_{sup} obtenues à partir des règles floues. Cette opération,

réalisée par l'opérateur minimum, réduit l'amplitude maximale des fonctions d'appartenance et reflète le degré réel d'influence de chaque règle sur la commande de couple[101][92][93].

L'union des ensembles tronqués, qui permet d'agréger les contributions de C₁ et C₂ pour former un ensemble flou de sortie unique de type-2. La **Figure.IV.15.a** présente les ensembles tronqués individuels, tandis que la **Figure.IV.15.b** montre l'union résultante, matérialisant la combinaison globale des règles activées et servant de base aux étapes suivantes de réduction de type et de défuzzification[124][103].

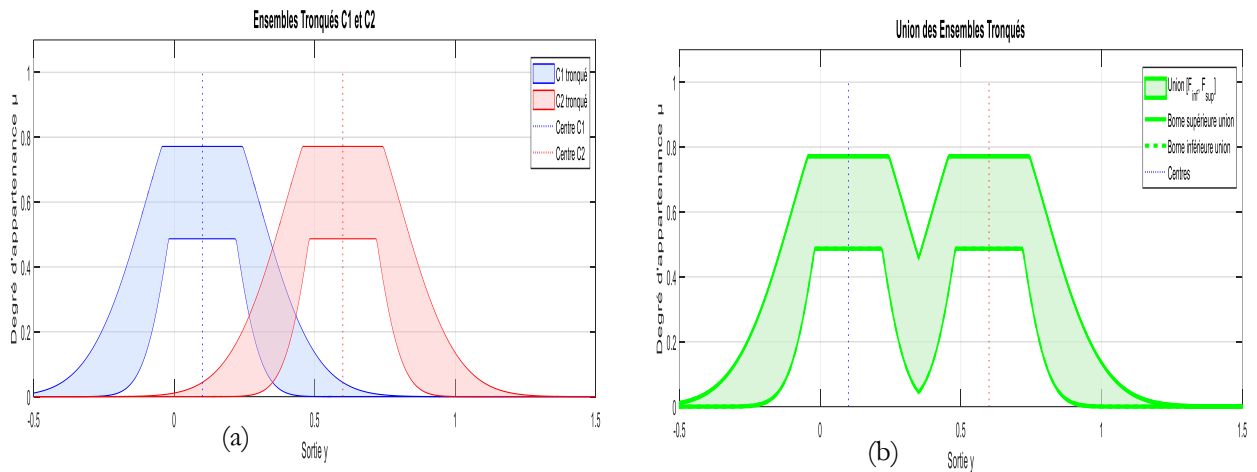


Fig.IV.15:Processus des ensembles tronqués et de leur union

IV.2.6 Réduction de type Karnik–Mendel

Figure.IV.16 illustre la réduction de type des ensembles flous de sortie. Cette étape transforme l'ensemble flou IFL-T2 agrégé en une valeur crisp unique. Les bornes gauche y_l et droite y_r sont calculées selon l'algorithme de Karnik–Mendel [109][110][116][119][120][123][103]:

$$\begin{cases} y_l = \frac{\sum_i c_i f_i^{\text{inf-sup}}}{\sum_i f_i^{\text{inf-sup}}} \\ y_r = \frac{\sum_i c_i f_i^{\text{sup-inf}}}{\sum_i f_i^{\text{sup-inf}}} \end{cases} \quad \text{IV.24.}$$

où c_i sont les centres des ensembles de sortie et f_i les forces d'activation correspondantes [119][120][123], la valeur finale crispée du couple est alors :

$$y^* = \frac{y_l + y_r}{2}$$

IV.25.

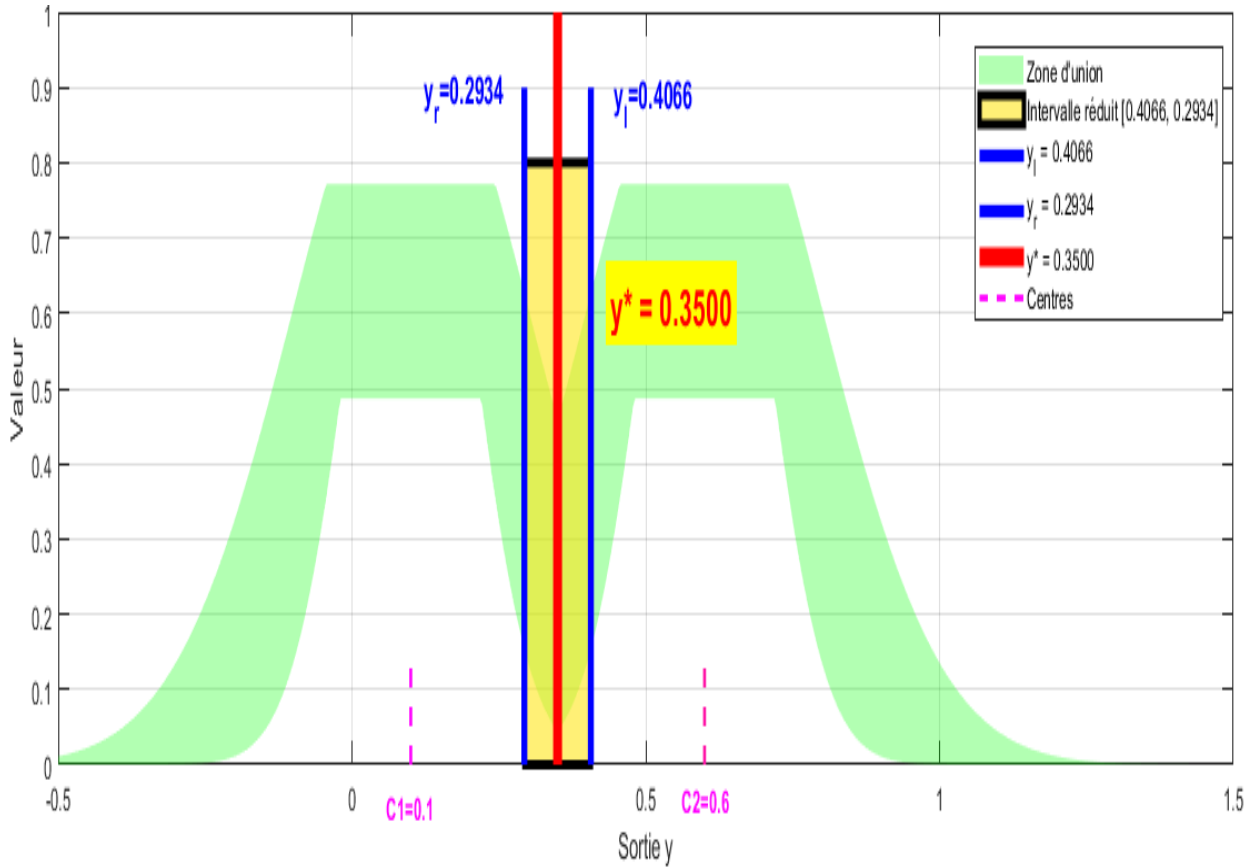


Fig.IV.16: Réduction de type Karnik–Mendel

IV.3 Résultats et discussion

L'efficacité de la stratégie IT2-FLC proposée pour cette étude a été testée et évaluée dans l'environnement Matlab. Les tableaux 1 et 2, comme indiqué dans l'annexe B, répertorient les paramètres de la turbine et du génératrice GASDE. Dans ce test, une variable WS est utilisée pour analyser les caractéristiques des contrôles proposés, et les résultats numériques et graphiques nécessaires sont extraits pour démontrer la supériorité de la stratégie proposée par rapport aux approches existantes dans la littérature [35][103].

IV.3.1 Premier test

Cette partie évalue la technique de commande proposée pour gérer les performances du GASDE dans des conditions idéales d'exploitation, sans perturbations ni modifications des paramètres de la machine. La **Fig.IV.17.a** illustre la relation entre le profil de vitesse du VV et la vitesse estimée $V_n = 12 \text{ m/s}$, mettant en évidence son impact direct sur les performances du SE fonctionnant en mode de suivi du MPPT.

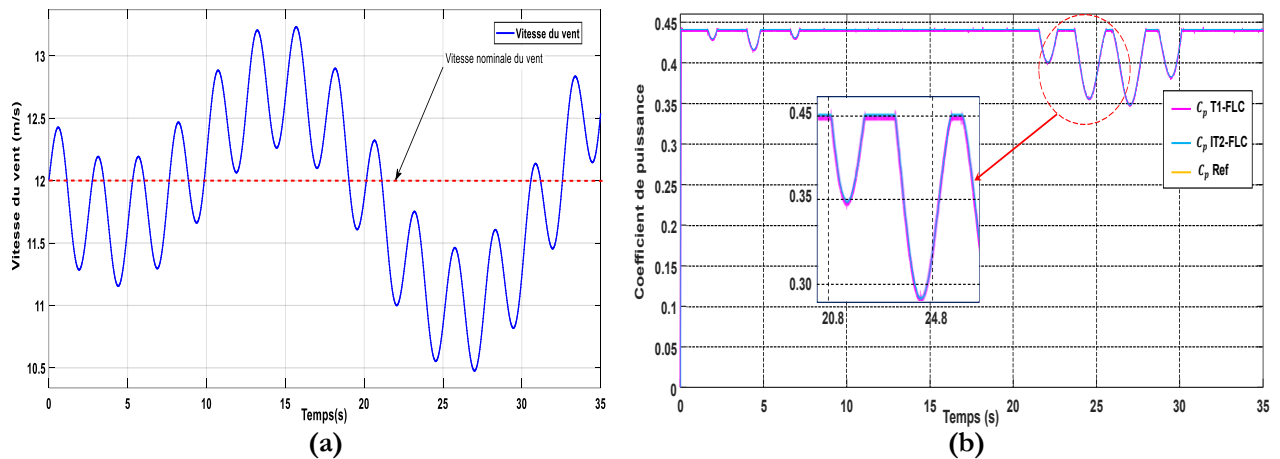


Fig.IV.17:(a) profil du vent et (b) C_p

- **Dans le scénario 1**, lorsque la VV est inférieure à la vitesse nominale $V_n = 12 \text{ m/s}$, la GASDE fonctionner à sa puissance maximale en fonction de la vitesse du vent actuelle.
- **Dans le scénario 2**, à des vitesses de vent plus élevées, le mécanisme de contrôle de pas entre en action, ajustant l'angle des pales du rotor pour optimiser la production d'énergie. La Figure 10b illustre le coefficient de puissance (C_p), qui atteint 0,45 en mode MPPT et diminue en dessous de 0,44 en mode de commande de pas. Ces résultats soulignent l'efficacité des stratégies de commande proposées pour améliorer l'efficacité opérationnelle du SE basé sur la GASDE dans des conditions variables de vent, assurant une génération optimale d'énergie tout en maintenant la stabilité et l'intégrité des performances du système. La **Fig.IV.17.b** montre le C_p , qui est égal à 0,45 en mode MPPT et tombe à moins de 0,45 en mode commande Pitch.

Sur la **Fig.IV.18.a**, il est évident que λ est resté stable à sa valeur optimale, $\lambda_{opt} = 7,44$ sous l'impact de la commande MPPT. Cependant, cette valeur diminuait lorsque le mode de commande de tangage était lancé après que l'énergie du vent ait dépassé un seuil prédéterminé. La **Fig.IV.18.b** représente le comportement du contrôleur d'angle de tangage en réponse aux changements de vitesse du vent indiqués par β . En mode MPPT, l'angle était maintenu constant à 0. Au contraire, en mode

commande de pas, l'angle était ajusté en fonction de l'énergie du vent, dans le but de maintenir la puissance de sortie à la valeur nominale.

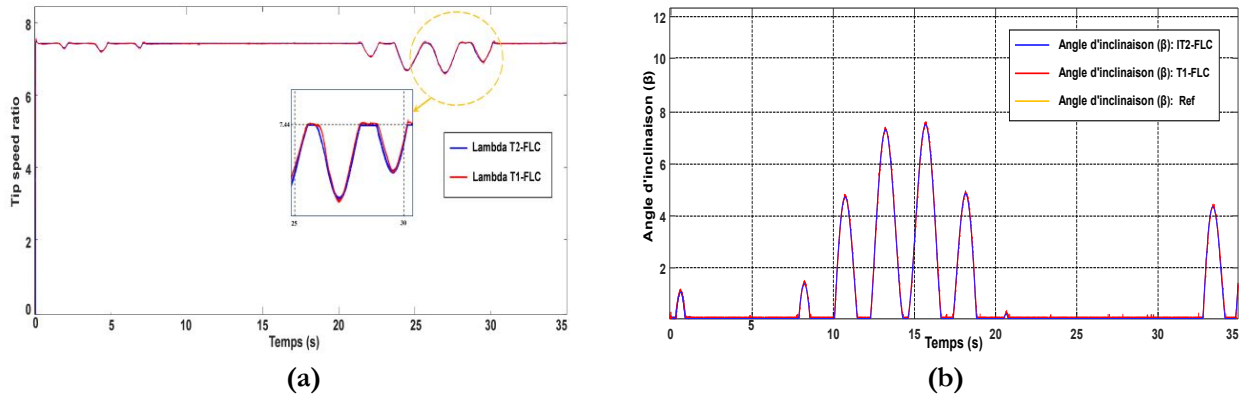


Fig.IV.18: Ratio de vitesse à la pointe et angle de pas : (a) λ et (b) β

La réponse en vitesse mécanique (Ω) a été suivie efficacement par le régulateur malgré les variations des vitesses du SE, conformément à la référence MPPT, comme le montre la Fig.IV.19.a. La vitesse mécanique est restée stable et a suivi les changements de vent. Dans la Fig.IV.19.b, la force mécanique de la turbine a varié avec la VV, mais est restée nominale lorsque le régulateur d'angle de pas a été activé.

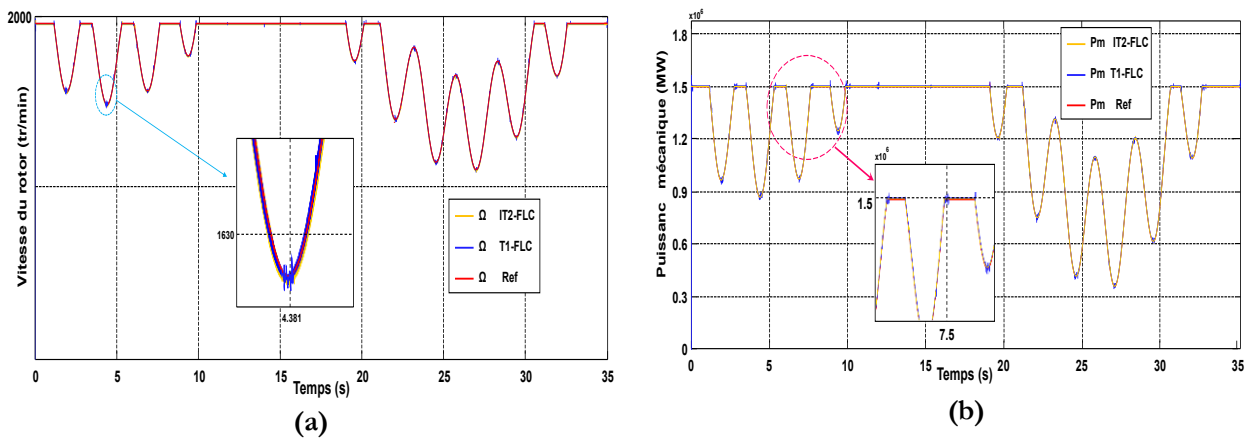


Fig.IV.19: Puissance et vitesse : (a) Vitesse du rotor et (b) puissance mécanique du GASDE

La réponse en énergie active, reflétant les fluctuations de la vitesse du vent, est illustrée dans la Fig.IV.20.a. Le contrôle de pas maintient la vitesse nominale du GASDE pour une production maximale d'énergie. Une énergie nominale de 1,5 MW a été atteinte à $V_n = 12 \text{ m/s}$ et $N_m = 1970 \text{ tr/min}$, avec une puissance active négative indiquant la contribution à l'alimentation électrique du réseau. Fig.IV.20.b: Initialement, règle Q_s à zéro pour un facteur de puissance unitaire, et maintient son alignement avec la valeur définie.

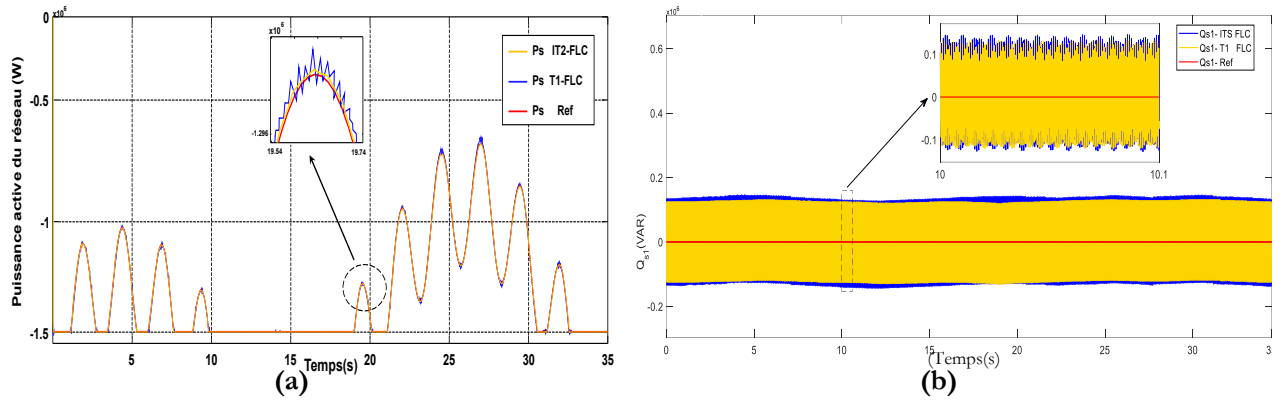


Fig.IV.20: Puissance du GASDE ; (a) Puissance active: (b) Puissance réactive

Les courants de la première étoile, en utilisant la technique proposée (IT2-FLC) par rapport à la technique traditionnelle, on remarque que le courant suit la référence, sont illustrés dans la **Fig.IV.21.a** Les résultats montrent une nette amélioration dans le suivi du chemin de référence avec la technique IT2-FLC, qui offre de meilleures performances par rapport au contrôle flou traditionnel, en présentant moins de dépassements et de distorsions. Cette supériorité est particulièrement visible dans le zoom de la même figure, période (25,103 s à 25,336 s). La **Fig.IV.21.b** montre que la tension du bus continu est maintenue constante à 1 130 V grâce à la technique proposée. Cette stabilité permet de transmettre efficacement la puissance réelle extraite des systèmes éoliens au réseau.

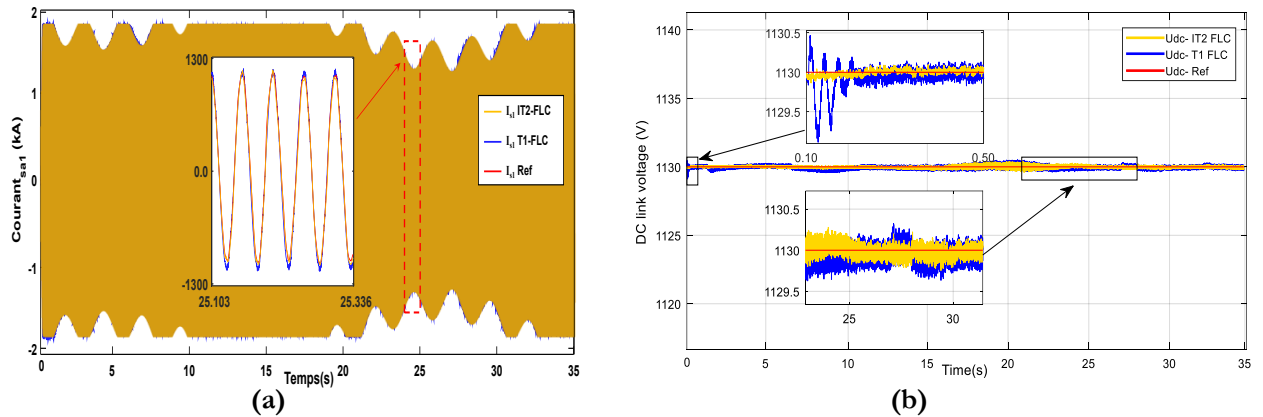


Fig.IV.21: Courant et tension DC:(a) Courants statoriques(as1) ;(b) Tension DC du bus continu

La valeur de la THD du courant dans ce test pour les commandes est représentée dans les figures **IV.22.a** et **IV.22.b**, où il est noté que la valeur de la THD était de 1,63% et 1,39% respectivement pour les techniques T1-FLC et IT2-FLC proposées. Ainsi, la technique IT2-FLC proposée a réduit significativement la valeur de la THD, avec un taux de réduction estimé à 14,72%. Ceci indique que la qualité du courant est meilleure dans le cas de la technique IT2-FLC proposée par rapport à la technique traditionnelle T1-FLC. D'autre part, il est noté que la valeur d'amplitude du fondamental (50 Hz) du signal de courant était de 1298 A pour la technique traditionnelle T1-FLC et 1301 A pour

la technique IT2-FLC proposée. En conséquence, la technique IT2-FLC proposée offre une plus grande amplitude que la technique traditionnelle T1-FLC, ce qui est un avantage important, car cela contribue à améliorer les caractéristiques du système énergétique et à surmonter les défauts et problèmes des stratégies traditionnelles.

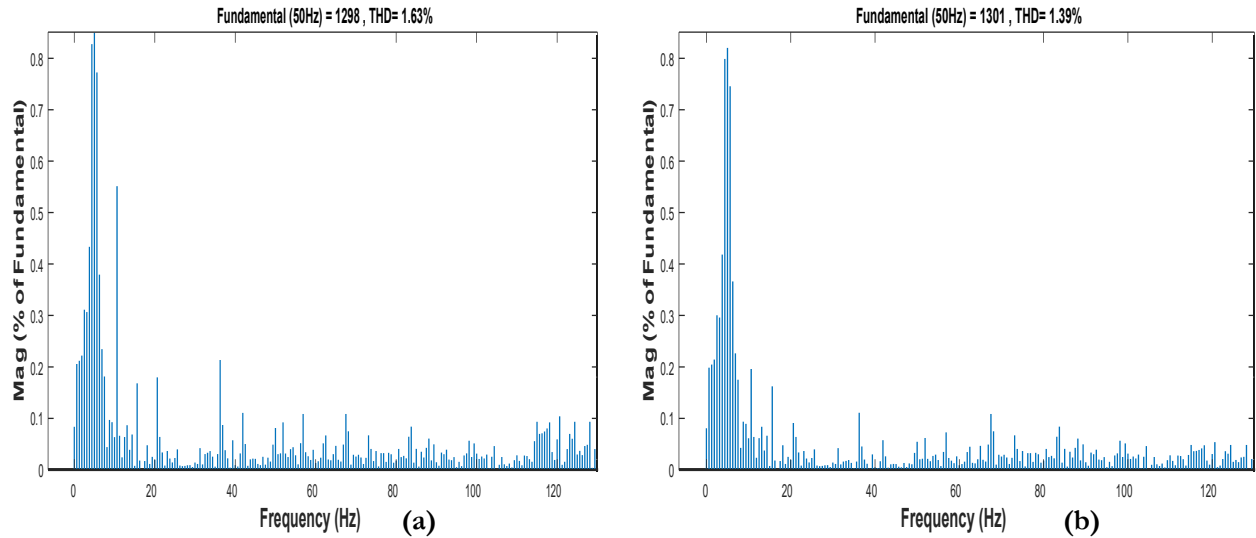


Fig.IV.22: THD du courant statorique du réseau (I_{grid_1}) dans le premier test :(a) T1-FLC et (b) IT2-FLC.

Les résultats numériques obtenus sont représentés dans le **Tab.IV.1**, où les valeurs numériques pour le temps de montée, le dépassement, l'ISE, l'ITAE, la THD du courant, et l'IAE ont été extraites. À travers ce tableau, il est noté que la technique IT2-FLC proposée a fourni des valeurs pour chacun des points 1, 2 et 3 qui sont meilleures que la technique T1-FLC traditionnelle, ce qui apparaît à travers les ratios de réduction calculés. En conséquence, la technique IT2-FLC proposée a réduit chacun du dépassement, du temps de montée, de l'ISE, de l'IAE et de l'ITAE par des ratios estimés à 9,21%, 4%, 30,72%, 36,27% et 53,25%, respectivement. Ces ratios indiquent la performance distinctive de la commande proposée par rapport à la commande traditionnelle

Tab.IV.1: Résultats numériques du premier test.

Technique	Dépassement (%)	Temps de montée (s)	ISE	IAE	ITAE	THD (%)
T1-FLC	0.76	0.75	7.362e+ 10	1.971e+ 5	4.965e+ 4	1.63
IT2-FLC	0.69	0.72	5.106e+ 10	1.256e+ 5	2.321e+ 4	1.39
Ratios	9.21%	4%	30.72%	36.27%	53.25%	14.72%

IV.3.2 Deuxième test -Robustesse-

Cette sous-section aborde un autre test différent du premier test, où l'unité de contrôle proposée est examinée et sa performance ainsi que sa puissance sont étudiées en présence de perturbations de la vitesse du vent, ainsi que des changements dans les commandes du générateur, tout en comparant les résultats graphiques et numériques avec la stratégie traditionnelle.

Dans ce test, les paramètres internes du générateur sont modifiés pour tester la robustesse de l'unité proposée d'une part, et pour évaluer la vitesse de sa réponse aux incertitudes d'autre part par rapport au contrôle traditionnel. Par conséquent, la valeur de résistance des deux étoiles fixes R1 et R2 est augmentée à 50% de leur valeur nominale. En parallèle à ces changements, l'inductance des étoiles statoriques L1 et L2 varie de 35% de leur valeur nominale, tandis que la valeur de Lm diminue de 65%. Malgré le changement de paramètres, la puissance active (P_S) suit bien la référence pour la technique IT2-FLC par rapport à la technique T1-FLC, comme le montre la **Fig.IV.23**.

Dans la **Fig.IV.23.a.**, les ondulations de puissance active sont plus faibles lors de l'utilisation de la technique IT2-FLC par rapport à l'utilisation de la technique T1-FLC, ce qui est une bonne chose. La puissance réactive (Q_S) **Fig.IV.23.b**) continue de suivre la référence en présence d'ondulations, car elle reste constante, égale à la valeur de 0 VAR. Par conséquent, la puissance réactive n'est pas affectée par le changement de la vitesse de vent, car il est noté que les ondulations de la puissance réactive sont plus importantes dans la stratégie traditionnelle T1-FLC par rapport à la stratégie proposée IT2-FLC, ce qui indique la bonne performance de la technique IT2-FLC proposée malgré le changement de paramètres de la machine.

Dans la **Fig.IV.24**, le courant et la tension du lien continu sont représentés. Cette dernière prend une valeur fixe de 1130 V (**Fig.IV.24.b**), car sa valeur n'est pas affectée par les changements de vitesse de vent en présence d'ondulations. Ces ondulations sont observées comme étant plus importantes dans le cas de la stratégie traditionnelle T1-FLC par rapport à la stratégie proposée IT2-FLC, ce qui permet de dire que la stratégie traditionnelle T1-FLC est plus affectée par le changement de paramètres de la machine par rapport à la stratégie proposée IT2-FLC. Dans la **Fig.IV.24.a**, le courant prend la forme d'une sinusoïde et sa valeur est affectée par le changement de VV. Il est noté que la valeur ou la forme du courant prend la forme du VV pour les deux contrôles. Le couple et la vitesse de rotation sont représentés dans la **Fig.IV.25** pour les deux contrôles en cas de changement des paramètres de la machine. Il est noté que le couple change selon le changement de VV et prend des valeurs négatives. De plus, avec l'augmentation de VV, la valeur du couple augmente et vice versa. Dans la **Fig.IV.25.a**, la stratégie IT2-FLC a fourni une meilleure réponse dynamique au couple

par rapport à la stratégie traditionnelle T1-FLC, ce qui est une bonne chose, et la même chose est observée dans la Fig.IV.25.b. Cette dernière exprime la vitesse de rotation du rotor, car la vitesse est affectée par le changement de WS et sa plus grande valeur est de 2000 tr/min. La vitesse de rotation augmente avec l'augmentation de VV et diminue avec sa diminution, où un avantage est observé pour la stratégie IT2-FLC en termes de SSE par rapport à la stratégie IT2-FLC traditionnelle.

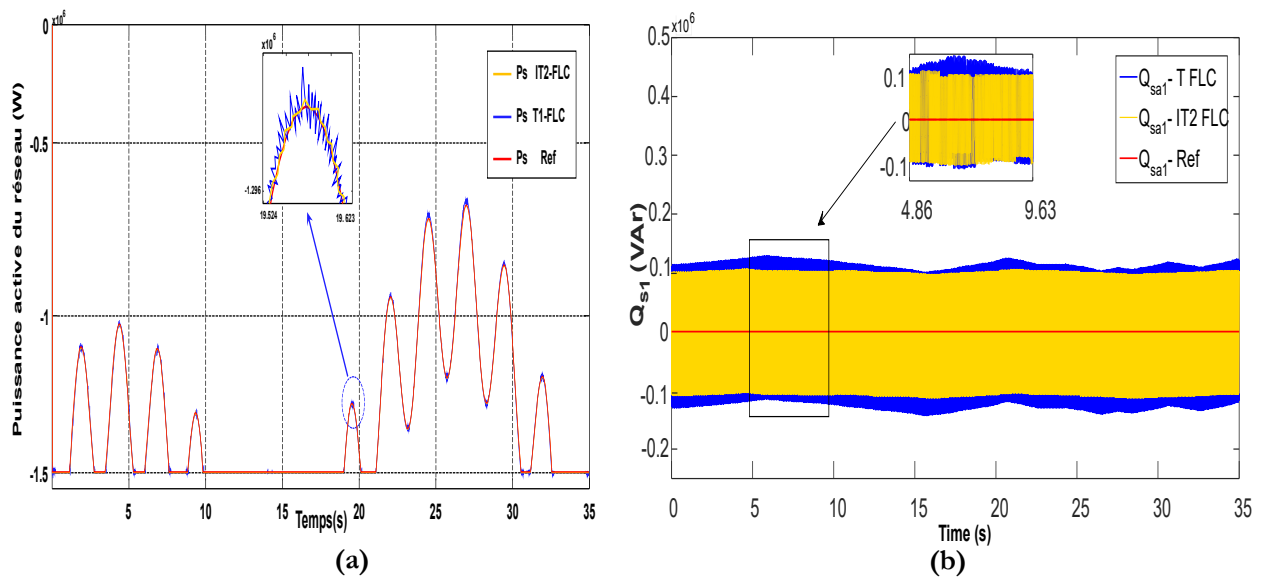


Fig.IV.23: Puissance GASDE : (a) P_S et (b) Q_S .

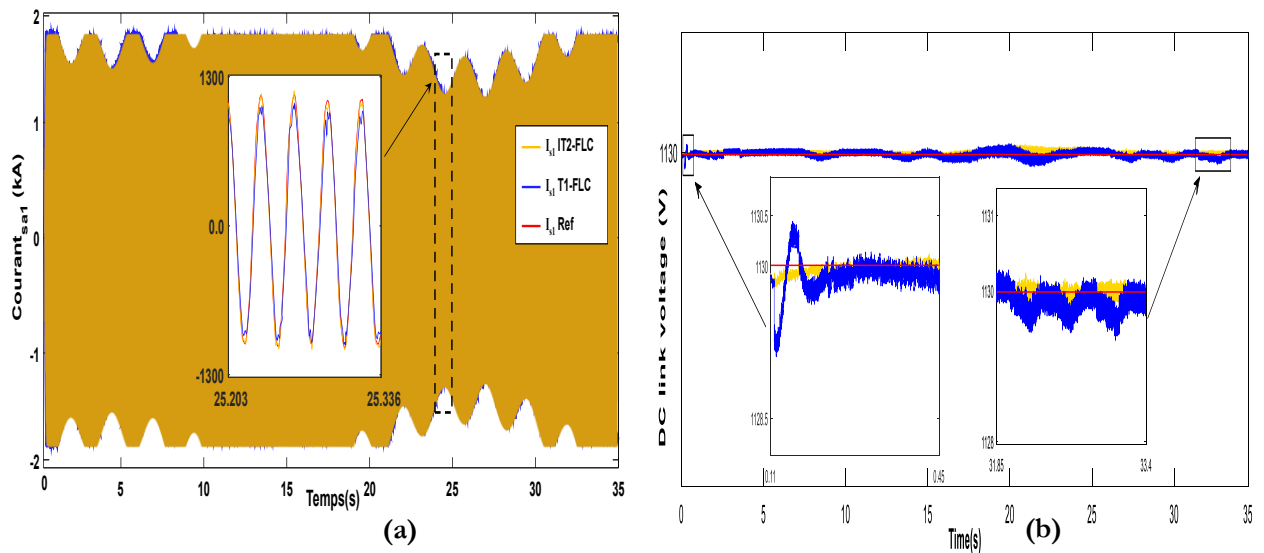


Fig.IV.24: (a) Courant statorique (Étoile as1) et (b) Tension du Bus continu.

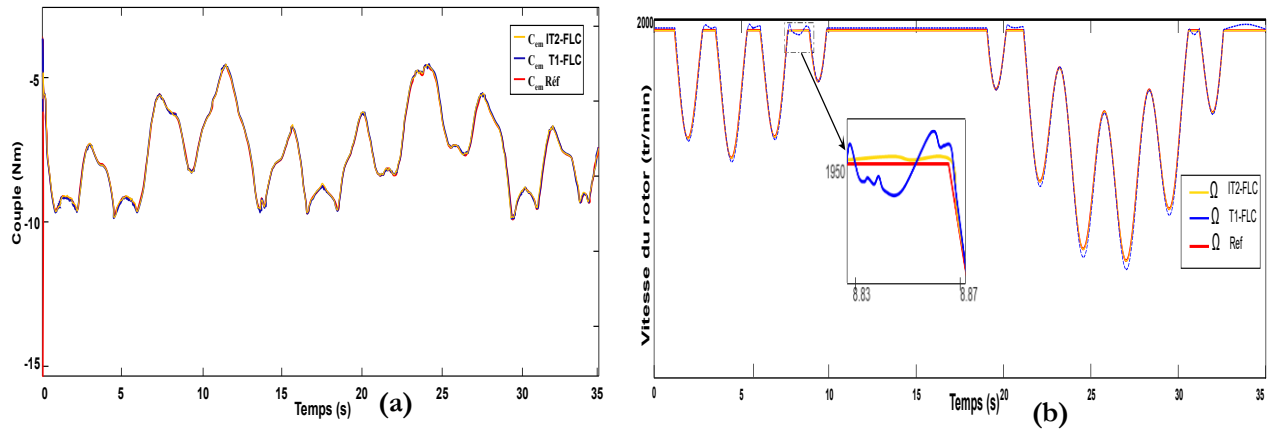


Fig.IV.25: Couple et vitesse : (a) Couple (Tem) et (b) Vitesse du rotor.

Dans la Fig.IV.26, la valeur de la THD du courant est donnée pour les commandes, où la valeur de la THD a été estimée à 1,97% (Fig.IV.26.a) et 1,46% (Fig.IV.26.b) pour les stratégies traditionnelles et proposées, respectivement. Ainsi, la stratégie proposée IT2-FLC a réduit la valeur de la THD par rapport à la stratégie traditionnelle T1-FLC, et ce malgré le changement de paramètres, car le pourcentage de réduction de la valeur de la THD a été estimé à 25,88%.

Ce dernier indique que la qualité du courant est meilleure si la technique IT2-FLC proposée est utilisée pour contrôler le GASDE. D'autre part, la valeur d'amplitude du fondamental (50 Hz) du signal de courant était de 1128 A et 1130 A pour les deux techniques traditionnelle T1-FLC (Fig.IV.26.a) et stratégie proposée IT2-FLC (Fig.IV.26.b), respectivement.

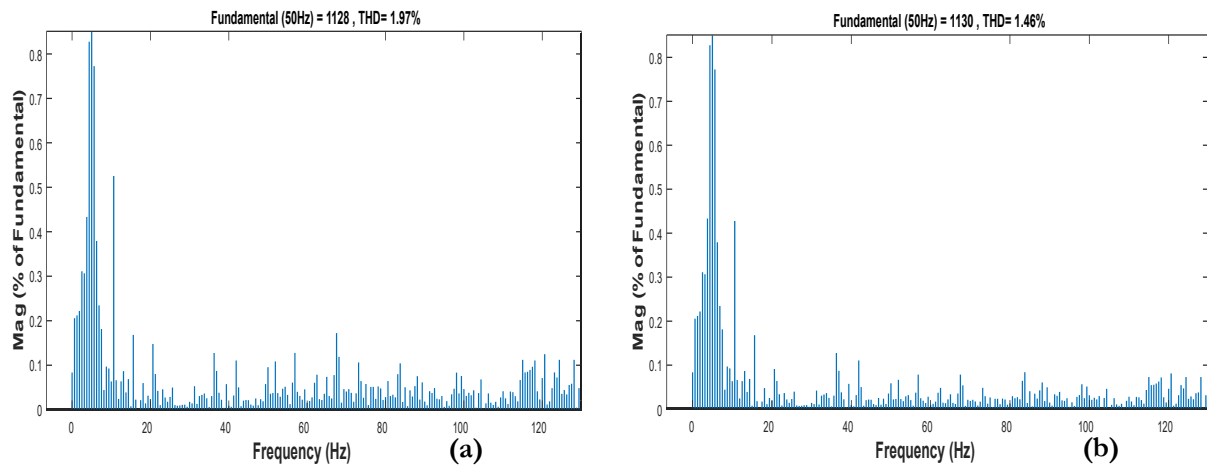


Fig.IV.26: THD du courant statorique du réseau (Igrid_1) dans le premier test : (a)T1-FLC et (b) IT2-FLC.

Donc, on peut dire en toute sécurité à partir de ces valeurs que la stratégie proposée IT2-FLC a réduit la valeur d'amplitude du signal fondamental (50 Hz) par rapport à la stratégie traditionnelle T1-FLC, ce qui est une bonne chose qui montre la haute performance et la robustesse de la technique proposée IT2-FLC par rapport à la technique traditionnelle T1-FLC.

Dans le **Tab.IV.2**, les valeurs et les ratios de réduction sont donnés pour le temps de montée, l'ISE, l'IAE, le dépassement et l'ITAE pour les commandes utilisées dans le cas du changement des paramètres de la machine, où il est noté que la stratégie proposée IT2-FLC a fourni des valeurs satisfaisantes par rapport à la stratégie traditionnelle T1-FLC. La stratégie proposée IT2-FLC a réduit de manière significative le temps de montée, l'ISE, l'IAE, le dépassement et l'ITAE par rapport à la stratégie traditionnelle T1-FLC, les réductions étant estimées à 9,21 %, 9,75 %, 29,37 %, 37,19 % et 45,93 % pour le dépassement, le temps de montée, l'ISE, l'IAE et l'ITAE.

Ces pourcentages indiquent l'efficacité du contrôle proposé IT2-FLC dans l'amélioration des caractéristiques du système énergétique proposé dans cet article par rapport à la stratégie traditionnelle T1-FLC

Tab.IV.2: : Résultats numériques du deuxième test.

Technique	Dépassement (%)	Temps de montée (s)	ISE	IAE	ITAE	THD (%)
T1-FLC	0.76	0.82	8.362e+10	2.971e+5	5.965e+4	1.97
IT2-FLC	0.69	0.74	5.906e+10	1.866e+5	3.225e+4	1.46
Ratios	9.21%	9.75%	29.37%	37.19%	45.93%	25.88%

Dans le **Tab.IV.3**, le changement de la valeur de la THD pour les deux tests est étudié, et le pourcentage de changement est calculé pour chaque stratégie. De ce tableau, il est noté que la valeur de la THD a augmenté de manière significative dans le deuxième test dans la stratégie proposée IT2-FLC par rapport à la stratégie traditionnelle T1-FLC. Ceci est normal en raison du changement des paramètres de la machine, car la stratégie traditionnelle T1-FLC est plus affectée par le changement de ces paramètres.

La différence de valeur pour la THD entre les deux tests était de 0,34 % et 0,07 % pour les deux stratégies traditionnelle T1-FLC et proposée IT2-FLC, respectivement. Par conséquent, le pourcentage de changement dans la valeur de la THD entre les deux tests était de 17,25 % et 4,79 % pour les deux stratégies traditionnelle T1-FLC et proposée IT2-FLC, respectivement.

Ainsi, la stratégie proposée IT2-FLC présentait un pourcentage plus faible, ce qui montrait qu'elle n'était pas fortement affectée par les changements dans les paramètres de la machine par rapport à la stratégie traditionnelle T1-FLC, car elle était plus robuste.

Tab.IV.3: Pourcentage de changement de la valeur du THD du courant entre les deux tests.

Test	Valeur THD du courant	
	T1-FLC technique	IT2-FLC technique
Test_1	1.63%	1.39
Test_2	1.97%	1.46%
Ratios	17.25%	4.79%

La même étude réalisée dans le **Tab.IV.3** est réalisée dans le **Tab.IV.4**. Ce dernier donne une image claire de l'évolution de la valeur d'amplitude du signal fondamental (50 Hz) entre les deux tests de contrôle, car on constate que la valeur d'amplitude a diminué de manière significative lors du deuxième test en raison de la modification des paramètres du système. Cette diminution avait une valeur de 170 A et 171 A respectivement pour la technique T1-FLC traditionnelle et la technique IT2-FLC proposée. Ainsi, les deux contrôles ont à peu près le même degré de diminution, avec une préférence pour la technique traditionnelle T1-FLC qui fournissait une valeur plus faible, puisque le pourcentage de diminution de la valeur de l'amplitude a été estimé à 13,09 % et 13,14 % pour les deux. la technique traditionnelle T1-FLC et la technique IT2-FLC proposée, respectivement. Les deux stratégies ont donc approximativement le même taux de décroissance et sont donc affectées par la valeur de l'amplitude fondamentale (50 Hz) du courant, ce qui n'est pas souhaitable. Cet effet peut être surmonté en utilisant, par exemple, des réseaux de neurones ou des GA pour augmenter les performances.

Tab.IV.4: Les rapports de variation de la valeur d'amplitude du fondamental (50 Hz) entre les deux tests.

Test	Valeur d'amplitude du signal fondamental (50 Hz)	
	T1-FLC technique	IT2-FLC technique
Test_1	1298 A	1301 A
Test_2	1128 A	1130 A
Ratios	13.09%	13.14%

Le **Tab.IV.5** représente une comparaison de la stratégie IT2-FLC proposée avec certains travaux en termes de THD de valeur actuelle. Ce tableau donne une image claire de la supériorité de la stratégie IT2-FLC proposée sur certaines stratégies existantes en termes de réduction de la valeur du THD du courant, car il est à noter que la stratégie proposée a une faible valeur pour le THD du courant par rapport à plusieurs contrôles GASDE, on peut dire que le contrôle IT2-FLC proposé peut

améliorer considérablement la qualité du courant. Comparé à plusieurs commandes, ce qui le rend adapté ou fiable dans le futur dans le domaine du contrôle des machines électriques.

Tab.IV.5: Comparaison des travaux précédents avec le contrôle proposé en termes de THD du courant

References		THD (%)
[128]		3.3
[129]		5.8
[130]		1.62
[131]	SMC	85.26
	STCSMC	62.38
[132]	SMC	85.26
	Second-order SMC	70.59
	TOSMC	58.18
Technique proposée	Test_1	1.39
	Test_2	1.46

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploré et comparé les performances de deux types de contrôleurs flous, le T1-FLC et l'IT2-FLC, appliqués à un système de turbine éolienne basé sur un (GASDE). Le but principal était d'évaluer l'efficacité et la robustesse de ces contrôleurs dans des conditions de fonctionnement variées et de déterminer laquelle offre de meilleures performances pour le suivi des références de vitesse, le temps de montée, la distorsion harmonique totale (THD) et le dépassement.

Les résultats obtenus indiquent que le contrôleur IT2-FLC surpasse le T1-FLC dans plusieurs aspects critiques. Le contrôleur IT2-FLC, grâce à sa capacité à mieux gérer l'incertitude et les non-linéarités inhérentes aux systèmes éoliens, a démontré une meilleure précision de suivi des références de vitesse et une réduction significative des dépassements et des oscillations. De plus, la distorsion harmonique totale (THD) des courants a été significativement réduite avec l'IT2-FLC, ce qui améliore l'efficacité globale du système et réduit les pertes énergétiques.

La comparaison des performances des deux contrôleurs a révélé que l'IT2-FLC est plus apte à répondre aux exigences rigoureuses des systèmes de contrôle modernes pour les énergies renouvelables. En particulier, dans des conditions de vent variable, l'IT2-FLC a maintenu une stabilité et une robustesse supérieures, rendant le système plus fiable et efficace.

CONCLUSIONS GENERALES ET PERSPECTIVES

Ce travail traite de l'application de l'intelligence artificielle à un système de génération basé sur un générateur GASDE. Une nouvelle stratégie de contrôle basée sur un contrôleur flou de type intervalle 2 (IT2-FLC) a été appliquée. Tout d'abord, un modèle mathématique du GASDE et du modèle de turbine éolienne a été présenté. Ensuite, deux stratégies de contrôle, le contrôle de l'angle de tangage (pitch control) et le mode MPPT, ont été introduites. Le profil de la vitesse du vent utilisé a permis d'observer le fonctionnement de la turbine éolienne dans les deux modes en fonction de la valeur de la vitesse du vent : mode MPPT et mode pitch control.

Pour démontrer l'efficacité de la stratégie de contrôle proposée, le système a été contrôlé en utilisant à la fois le T1-FLC et l'IT2-FLC. Le système a ensuite été testé dans deux cas différents : en cas de perturbations de très haute vitesse du vent et en cas de variations des paramètres du système. Les résultats ont montré que le contrôleur flou de type intervalle 2 (IT2-FLC) avait une meilleure performance et surpassait le contrôleur flou de type 1 (T1-FLC), surtout en cas de perturbations. De plus, l'IT2-FLC avait un dépassement plus faible et un temps de montée rapide, ce qui rend ses performances supérieures à celle du T1-FLC.

Perspectives Futures

Les travaux futurs se concentreront sur plusieurs axes de recherche pour améliorer davantage le système de génération basé sur le GASDE et la stratégie IT2-FLC :

1. **Étude de l'interaction GASDE-réseau en présence d'une instabilité du réseau :**
 - Analyser et modéliser l'effet des perturbations du réseau électrique sur les performances du GASDE afin de développer des stratégies de contrôle plus robustes.
2. **Étude de l'interaction entre le vent et l'aéroturbine :**
 - Comprendre les phénomènes aérodynamiques complexes qui ne sont pas pris en compte dans les modèles actuels, afin d'améliorer la précision des prévisions et l'efficacité énergétique.
3. **Exploration D'autres techniques MPPT :**
 - Identifier et tester de nouvelles méthodes de suivi du point de puissance maximale (MPPT) pour optimiser le rendement de conversion de l'EE et approcher la limite théorique de Betz.

4. Validation Expérimentale des algorithmes de commande :

- Mettre en place un banc d'essai expérimental pour valider les algorithmes de commande élaborés. Cela permettra de vérifier leur efficacité et leur robustesse dans des conditions réelles d'exploitation.

5. Développement de contrôleurs Hybrides intelligents :

- Concevoir et mettre en œuvre un contrôleur hybride intelligent basé sur la FL de type intervalle 2 (IT2-FLC) et un contrôleur par mode glissant de second ordre, proposé pour contrôler une éolienne à vitesse variable basée sur un GASDE.

Bibliographie

- [1] Berrahal, C., El Fadili, A., Giri, F., El Magri, A., Lajouad, R., & El Myasse, I. (2022). Robustness of backstepping multiphase induction machine control in presence of open phases fault. *IFAC-PapersOnLine*, 55(12), 794–799.
- [2] Amimeur, H., Aouzellag, D., Abdessemed, R., & Ghedamsi, K. (2012). Sliding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 42(1), 60–70.
- [3] Pan, D., & Wang, F. (2007, October). Modeling and simulation of fuzzy control system for dual stator winding induction generator. In *2007 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)* (pp. 1227–1230). IEEE.
- [4] Bouyahia, O., Betin, F., & Yazidi, A. (2022). Optimal sliding mode control of a symmetrical six-phase induction generator for wind turbines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 58(6), 7308–7317.
- [5] Benakcha, M., Benakcha, A., & Ammar, A. (2022, May). Backstepping sliding mode control of DSIG driven by variable speed wind turbine. In *2022 19th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)* (pp. 296–302). IEEE.
- [6] Zadeh, L. A. (1975). The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning-III. *Information Sciences*, 9(1), 43–80.
- [7] Zadeh, L. A. (1997). Toward a theory of fuzzy information granulation and its centrality in human reasoning and fuzzy logic. *Fuzzy Sets and Systems*, 90(2), 111–127.
- [8] Taskin, A., & Kumbasar, T. (2015, December). An open source Matlab/Simulink toolbox for interval type-2 fuzzy logic systems. In *2015 IEEE Symposium Series on Computational Intelligence* (pp. 1561–1568). IEEE.
- [9] Xu, Y., Ai, M., & Xu, Z. (2021). Influence of partial winding fault on electromagnetic performance of permanent magnet wind generator with double three-phase winding. *Energy Reports*, 7, 6462–6472.
- [10] Guettab, A., Boudjema, Z., Bounadja, E., & Taleb, R. (2022). Improved control scheme of a dual star induction generator integrated in a wind turbine system in normal and open-phase fault mode. *Energy Reports*, 8, 6866–6875.
- [11] Kalaivani, C., & Rajambal, K. (2020). Modeling of an efficient high power wind energy conversion system using self-excited multi-phase machines. *Microprocessors and Microsystems*, 74, 103020.
- [12] Chinmaya, K. A., & Singh, G. K. (2019). Modeling and experimental analysis of grid-connected six-phase induction generator for variable speed wind energy conversion system. *Electric Power Systems Research*, 166, 151–162.

- [13] Summerfield-Ryan, O., & Park, S. (2023). The power of wind: The global wind energy industry's successes and failures. *Ecological Economics*, 210, 107841.
- [14] Berahab, R. (2023). Tendances et perspectives énergétiques à l'horizon 2023: survivre à la crise énergétique tout en construisant un avenir plus vert. *Policy Center for the New South*.
- [15] Wolniak, R., & Skotnicka-Zasadzień, B. (2023). Development of wind energy in EU countries as an alternative resource to fossil fuels in the years 2016–2022. *Resources*, 12(8), 96.
- [16] Olczak, P., & Surma, T. (2023). Energy productivity potential of offshore wind in Poland and cooperation with onshore wind farm. *Applied Sciences*, 13(7), 4258.
- [17] Li, W., Ji, Z., & Dong, F. (2022). Global renewable energy power generation efficiency evaluation and influencing factors analysis. *Sustainable Production and Consumption*, 33, 438–453.
- [18] Rokicki, T., Koszela, G., & Ochnio, L. (2022). Changes in the production of energy from renewable sources in the countries of Central and Eastern Europe. *Frontiers in Energy Research*, 10, 993547.
- [19] Jamali, R. H., Bughio, A., & Das, G. (2021). Assessment of the renewable energy offshore and wind energy markets affects during the COVID-19 virus.
- [20] Hoang, A. T., Nižetić, S., Olcer, A. I., et al. (2021). Impacts of COVID-19 pandemic on the global energy system and the shift progress to renewable energy: Opportunities, challenges, and policy implications. *Energy Policy*, 154, 112322.
- [21] Baranowski, R., Cooperman, A., & Gilman, P. (2022). Wind energy: Supply chain deep dive assessment. USDOE Office of Policy, Washington DC.
- [22] Radulescu, C. V., Gole, I., & Troaca, V. A. (2022). Rising energy prices: The impact on inflation, economic activity and the results of the fight against global warming. In *8th BASIQ International Conference on New Trends in Sustainable Business and Consumption* (pp. 58–65).
- [23] Asmelash, E., Prakash, G., & Gorini, R. (2020). Role of IRENA for global transition to 100% renewable energy. In *Accelerating the transition to a 100% renewable energy era* (pp. 51–71).
- [24] Song, D., Fan, T., & Li, Q. (2024). Advances in offshore wind. *Journal of Marine Science and Engineering*, 12(2), 359.
- [25] Gajdzik, B., Wolniak, R., & Nagaj, R. (2024). The influence of the global energy crisis on energy efficiency: A comprehensive analysis. *Energies*, 17(4), 947.
- [26] Milles, A., Belhait, A., Aggoune, M.-S., & Bensedira, N. (2024, May 12–14). Optimizing PI Regulators for DFIGs in Wind Energy Using Artificial Intelligence. In *IEEE 2nd International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control (ICEEAC 2024)*, Sétif, Algeria.
- [27] Raimi, D., & Newell, R. G. (2024). Global energy outlook comparison methods: 2023 update.
- [28] Nassar, Y. F., El-Khozondar, H. J., & El-Osta, W. (2024). Carbon footprint and energy life cycle assessment of wind energy industry in Libya. *Energy Conversion and Management*, 300, 117846.
-

- [29] Milborrow, D. (2020). Wind energy development. In *The age of wind energy: Progress and future directions from a global perspective* (pp. 3–22).
- [30] DeCastro, M., Salvador, S., & Gómez-Gesteira, M. (2019). Europe, China and the United States: *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 109, 55–70.
- [31] Garcia, D. A., Lamagna, L., & Gsänger, S. (2022). 20th world wind energy conference & exhibition (WEEC 2022). In *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science* (p. 011001). IOP Publishing.
- [32] Musial, W., Spitsen, P., & Duffy, P. (2023). Offshore wind market report: 2023 edition. National Renewable Energy Laboratory (NREL), Golden, CO.
- [33] McCoy, A., Musial, W., Hammond, R., Mulas Hernando, D., Duffy, P., Beiter, P., ... & Spitsen, P. (2024). Offshore wind market report: 2024 edition (No. NREL/TP-5000-90525). *National Renewable Energy Laboratory (NREL)*, Golden, CO, United States.
- [34] Kober, T., Schiffer, H.-W., & Densing, M. (2020). Global energy perspectives to 2060—WEC's world energy scenarios 2019. *Energy Strategy Reviews*, 31, 100523.
- [35] Milles, A., Merabet, E., Benbouhenni, H., Colak, I., Bensedira, N., Debdouche, N., Aggoune, M.-S., & Boukhalifa, G. (2025). *Enhancing the backstepping control approach competencies for wind turbine systems using a dual-star induction generator*. *Scientific Reports*, 15, Article 13383.
- [36] Mohamed, T., & Atmania, H. (2021). La transition énergétique en Algérie: Comment préparer l'après pétrole à l'horizon 2030 *Journal of Economic Sciences Institute*, 24, 01–16.
- [37] WindPower Monthly. (2013, July). Low wind sites special report.
- [38] Hau, E. (2005). *Wind turbines: Fundamentals, technologies, application, economics* (2nd ed.). Springer.
- [39] Himri, Y., Merzouk, M., Merzouk, N., & Kasbadji, N. (2020). Potential and economic feasibility of wind energy in south west region of Algeria. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 38, 100643.
- [40] Hattali, A. (2022). Étude du potentiel global de production d'hydrogène vert en Algérie à partir des énergies renouvelables. *Journal de l'Economie Circulaire Et Développement Durable*.
- [41] Villanueva, I., Ponce, P., & Molina, A. (2015). Interval type 2 fuzzy logic controller for rotor voltage of a doubly-fed induction generator and pitch angle of wind turbine blades. *IFAC-PapersOnLine*, 48(3), 2195–2202.
- [42] Boudia, S. M. (2013). *Optimisation de l'évaluation temporelle du gisement énergétique éolien par simulation numérique et contribution à la réactualisation de l'atlas des vents en Algérie* (Doctoral dissertation, Université de Tlemcen-Abou Bekr Belkaid).
- [43] Merzouk, N. K. (2006). *Evaluation du Gisement Energétique Eolien-Contribution à la détermination du profil Vertical de la vitesse du vent en Algérie* (PhD thesis, Université Abou Bekr Belkaid De Tlemcen).
-

- [44] Merdaoui, M., Houha, A., & Smaïli, A. (2010). Étude et dimensionnement du futur parc éolien de Kaberten situé dans la région d'Adrar. *Revue des Energies Renouvelables*, 10, 269–274.
- [45] Milles, A., Benbouhenni, H., Debdouche, N., Yessef, M., & Elbarbary, Z. M. S. (2024). An innovative MRAS-based technique for online detection of short-circuit faults in three-phase induction motor windings. *Electrical Engineering*, 1–22.
- [46] Singh, G. K. (2002). Multi-phase induction machine drive research—A survey. *Electric Power Systems Research*, 61(2), 139–147.
- [47] Bojoi, R., Farina, F., Griva, G., & Vasca, F. (2005). Direct torque control for dual three-phase induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(6), 1627–1636.
- [48] Toliyat, H. A. (1996). Analysis and simulation of multi-phase variable speed induction motor drives under asymmetrical connections. In *Proceedings of Applied Power Electronics Conference (APEC'96)* (pp. 586–592). IEEE.
- [49] Bu, F., Liu, H., Huang, W., et al. (2018). Recent advances and developments in dual stator-winding induction generator and system. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 33(3), 1431–1442.
- [50] Mihaila, V. (2011). *Nouvelle conception des bobinages statoriques des machines à courant alternatif pour réduire les effets négatifs des dV/dt* (PhD thesis, Université d'Artois).
- [51] Soraya, N. L. (2016). *Contribution à la modélisation électromagnétique par éléments finis 2D des moteurs synchrones à aimants permanents en régime transitoire* (PhD thesis, Université Mouloud Mammeri).
- [52] Tuo, C. (2011). Analysis on the mathematical model of the six-phase induction motor of the electric vehicle. In *Future Intelligent Information Systems* (pp. 303–310). Springer Berlin Heidelberg.
- [53] Chauveau, E. (2001). Contribution au calcul électromagnétique et thermique des machines électriques: Application à l'étude de l'influence des harmoniques sur l'échauffement des moteurs asynchrones (*PhD thesis, Université de Nantes*).
- [54] CHERGUI, REBAIA. Identification Des Paramètres D'une Machine Asynchrone Triphasée. 2015. *Thèse de doctorat. Université de Batna 2*.
- [55] Moussi. MOHAMED, Metrouh et RAFIK, Moussi. Identification d'une machine asynchrone à cage. 2018. *Thèse de master académique Université Mouloud Mammeri*.
- [56] Abdel-Khalik, A. S., Abdel-Majeed, M. S., & Ahmed, S. (2020). Effect of winding configuration on six-phase induction machine parameters and performance. *IEEE Access*, 8, 223009–223020.
- [57] Paredes, J., Prieto, B., & Satrustegui, M., et al. (2020). Improving the performance of a 1 MW induction machine by optimally shifting from a 3-phase to a 6-phase machine design by rearranging the coil connections. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46, 1–10.
- [58] Myint, M. T. (2009). Design of six-phase induction motor (*PhD thesis, MERAL Portal*).
-

- [59] Locment, F. (2006). Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial: Commande vectorielle en modes normal et dégradé (*PhD thesis, Université des Sciences et Technologies de Lille*).
- [60] Khan, M. F., & Khan, M. R. (2020). Modeling and analysis of a six-phase self-excited induction generator feeding induction motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 36(2), 746–754.
- [61] Wang, D., Ma, W., Xiao, F., et al. (2005). A novel stand-alone dual stator-winding induction generator with static excitation regulation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20(4), 826–835.
- [62] Tutelea, L. N., Deaconu, S. I., Budisan, N., et al. (2013). Double stator winding induction generator for wind and hydro applications: 2D-FEM analysis and optimal design. In *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (pp. 1–10). IEEE.
- [63] Boukhalfa, G. A. (2020). Contribution à la commande d'un MASDE: Apport des techniques de l'intelligence artificielle (*PhD thesis, Université de Batna 2*).
- [64] Bentouhami, L. (2019). Contrôle d'une machine électrique double étoile par les techniques de l'intelligence artificielle (*PhD thesis, Université de Batna 2*).
- [65] Merabet, E. (2008). Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile (*PhD thesis, Université de Batna 2*).
- [66] Benakcha, M. (2019). Contribution à la commande d'un système éolien basé sur une génératrice asynchrone double étoile (*GASDE*) (*PhD thesis, Université de M'sila*).
- [67] Hammache, H. (2007). Étude et réalisation d'une machine asynchrone double étoile: Conception, alimentation et commande (*Magister dissertation, École Militaire Polytechnique, Alger, Algérie*).
- [68] Roger, D. (1993). *La machine asynchrone double étoile: Régimes transitoires alimentation à fréquence variable* (PhD thesis, Université de Lille).
- [69] Singh, K. G., Nam, K., & Lim, S. K. (2005). A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(4), 1177–1184.
- [70] Djeriou, S., Kheldoun, A., & Sadouni, R. (2015). Fuzzy indirect field-oriented control of a dual star induction motor water pumping system fed by photovoltaic generator. *Engineering Intelligent Systems*, 2.
- [71] Belouahchi, F. (2022). *Multi-techniques de commande appliquées à l'association machine multiphasée et convertisseurs statiques* (PhD thesis, Faculté des Sciences et Technologies).
- [72] Johansen, J., Madsen, H. A., & Gaunaa, M., et al. (2009). Design of a wind turbine rotor for maximum aerodynamic efficiency. *Wind Energy: An International Journal for Progress and Applications in Wind Power Conversion Technology*, 12(3), 261–273.
- [73] Zimmer, G. (2008). Modelling and simulation of steam turbine processes: Individual models for individual tasks. *Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems*, 14(6), 469–493.
-

- [74] Castillo, A., & Geymonat, G. (2013). *Modeling and control of wind turbines*. Berlin: Springer-Verlag.
- [75] Mittal, N., & Upadhyay, R. (2020). Mechanical model of a wind turbine using real wind data. *Journal of Renewable Energy*, 2020, Article ID 9516541.
- [76] Hansen, M. O. L. (2008). *Aerodynamics of wind turbines* (2nd ed.). London: Earthscan.
- [77] Milles, A., Merabet, E., Benbouhenni, H., Alhejji, A., Batiyah, S., Alraddadi, M., & Mousa, M. (2025). Improving wind turbine performance in dual-star induction generator systems with fractional-order fuzzy PID control. *Heliyon*, 11(14).
- [78] Milles, A., Benbouhenni, H., Bensedira, N., Bizon, N., Debdouche, N., Colak, I., ... & Alammar, M. M. (2025). Experimental verification of the six sectors neural DTC approach of squirrel cage induction motors. *Scientific Reports*, 15(1), 10787.
- [79] Belhait, A., Louafi, M., Ghodelbourk, S., Boukhalifa, G., & Milles, A. (2024). Comparative study of three types of MPPT controllers for a wind energy conversion system. In *2024 2nd International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control (ICEEAC)* (pp. 1–6). IEEE.
- [80] Boukhalifa, G., Belkacem, S., Chikhi, A., & Benagoune, S. (2022). Direct torque control of dual star induction motor using a fuzzy-PSO hybrid approach. *Applied Computing and Informatics*, 18(1/2), 74–89.
- [81] Hadiouche, D. (2001). *Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure* (PhD dissertation, Université Henri Poincaré – Nancy 1).
- [82] Benharira, T. (2023). *Étude et simulation d'un aérogénérateur à base d'une génératrice asynchrone double étoile* (PhD dissertation, 2023).
- [83] Bao, F., Yang, S., Xie, Z., & Zhang, X. (2025). A machine interface for renewable energy integration: dual winding induction machine-based generating system. *Electrical Engineering*, 1–16.
- [84] Mundici, D. (1995). Averaging the truth-value in Łukasiewicz logic. *Studia Logica*, 55, 113–127.
- [85] Zadeh, L. A. (1978). Fuzzy sets as a basis for a theory of possibility. *Fuzzy Sets and Systems*, 1(1), 3–28.
- [86] Achbi, M. S. (2012). *Commande tolérante aux défauts en utilisant les réseaux de neurones artificiels et les systèmes d'inférence floue* (PhD dissertation, Université Mohamed Khider–Biskra).
- [87] Zadeh, L. A. (1975). The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning—I. *Information Sciences*, 8(3), 199–249.
- [88] Chevrie, F., & Guély, F. (1998). La LF. *Cahier Technique*, 191, 1–28.
- [89] Godjevac, J. (1999). *Idées nettes sur la logique floue*. EPFL Press.
-

- [90] Pedrycz, W. (1994). Why triangular membership functions? *Fuzzy Sets and Systems*, 64(1), 21–30.
- [91] Sabahi, F., & Akbarzadeh-T, M. R. (2015). Extended fuzzy logic: Sets and systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 24(3), 530–543.
- [92] Reddy, C. S., & Raju, K. V. S. N. (2009). An improved fuzzy approach for COCOMO's effort estimation using Gaussian membership function. *Journal of Software*, 4(5), 452–459.
- [93] Katircioğlu, F., Şen, M., Oğuz, Y., Kelek, M. M., & Koyuncu, İ. (2018). FPGA-based design of Gaussian membership function for real-time fuzzy logic applications. In *International Multidisciplinary Congress of Eurasia* (pp. 33–39).
- [94] de Aguiar, E. P., de A. Nogueira, F. M., Vellasco, M. M. B. R., & Ribeiro, M. V. (2017). Set-membership type-1 fuzzy logic system applied to fault classification in a switch machine. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 18(10), 2703–2712.
- [95] Dombi, J., & Jónás, T. (2022). Generalizing the sigmoid function using continuous-valued logic. *Fuzzy Sets and Systems*, 449, 79–99.
- [96] Chekkal, S., Lahaçani, N. A., Aouzellag, D., & Ghedamsi, K. (2014). Fuzzy logic control strategy of wind generator based on the dual-stator induction generator. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 59, 166–175.
- [97] Altas, I. H., & Sharaf, A. M. (2008). A novel maximum power fuzzy logic controller for photovoltaic solar energy systems. *Renewable Energy*, 33, 388–399.
- [98] Mezaache, S. E., & Zaidi, E. (2025). Performance Enhancement of Dual-Star Induction Machines Using Neuro-Fuzzy Control and Multi-Level Inverters: A Comparative Study with PI Controllers. *International Journal of Robotics & Control Systems*, 5(1).
- [99] Boukhalifa, G., Belkacem, S., Chikhi, A., & Bouhental, M. (2022). Fuzzy-second order sliding mode control optimized by genetic algorithm applied in direct torque control of dual star induction motor. *Journal of Central South University*, 29(12), 3974–3985.
- [100] Milles, A., Belhait, A., Aggoune, M.-S., & Bensedira, N. (2024). Optimizing PI Regulators for DFIGs in Wind Energy Using Artificial Intelligence. In *IEEE 2nd International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control (ICEEAC)*, 12–14 May 2024, Setif, Algeria.
- [101] Zadeh, L. A. (1965). Fuzzy set. *Information and Control*, 8, 338–354.
- [102] Wang, S., Pan, X.-H., Martínez, L., et al. (2024). A novel interval type-2 fuzzy consensus reaching process model and group decision-making method for renewable energy investment. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 133, 108422.
- [103] Milles, A., Merabet, E., Benbouhenni, H., Debdouche, N., & Colak, I. (2024). Robust control technique for wind turbine system with interval type-2 fuzzy strategy on a dual star induction generator. *Energy Reports*, 11, 2715–2736.
- [104] Melin, P., Soto, R., & Castillo, O. (2014). A review on the applications of type-2 fuzzy logic
-

in image processing. *Applied Soft Computing*, 21, 445–461.

[105] Ontiveros, E., Melin, P., & Castillo, O. (2020). Type-2 fuzzy logic applied to medical diagnosis: A systematic review. *Expert Systems with Applications*, 146, 113201.

[106] Ontiveros-Robles, E., Melin, P., & Castillo, O. (2018). Noise robustness for type-2 fuzzy controllers: A comparative study. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 26(1), 332–345.

[107] Ren, Y., Wen, Y., Liu, F., et al. (2022). A short-term wind speed prediction method based on interval type-2 fuzzy model considering the selection of important input variables. *Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics*, 225, 104990.

[108] Nie, M., & Tan, W. W. (2008). Towards an efficient type-reduction method for interval type-2 fuzzy logic systems. In *2008 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZY)*, Hong Kong, China (pp. 1425–1432).

[109] Karnik, N. N., Mendel, J. M., & Liang, Q. (1999). Type-2 fuzzy logic systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 7(6), 643–658.

[110] Wu, D., & Mendel, J. M. (2009). Enhanced Karnik–Mendel algorithms. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 17(4), 923–933.

[111] Li, J., John, R., Coupland, S., & Kendall, G. (2018). On Nie-Tan operator and type-reduction of interval type-2 fuzzy sets. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 26(2), 1036–1039.

[112] Amimeur, Hocine. *Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement*. Diss. Batna, Université El Hadj Lakhder. Faculté des sciences de l'ingénieur, 2008.

[113] Boukhalfa, G., Belkacem, S., Chikhi, A., & Benaggoune, S. (2022). Direct torque control of dual star induction motor using a fuzzy-PSO hybrid approach. *Applied Computing and Informatics*, 18(1/2), 74–89.

[114] Wang, S., Pan, X.-H., Martínez, L., et al. (2024). A novel interval type-2 fuzzy consensus reaching process model and group decision-making method for renewable energy investment. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 133, 108422.

[115] El Ougli, A. G. (2009). *Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs* (PhD thesis, Université Sidi Mohamed Ben Abdellah, Fès, Maroc).

[116] Mendel, J., John, R., & Liu, F. T. (2006). Interval Type-2 Fuzzy Logic Systems Made Simple. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 14(6), 808–821.

[117] Zadeh, L. A. (1975). The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning. *Information Science*, 8, 199–249, 301–357, 43–80.

[118] Takagi, T., & Sugeno, M. (1985). Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modelling and Control. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, SMC-15(1), 116–130.

[119] Karnik, N. N., Mendel, J. M., & Liang, Q. (1999). Type-2 fuzzy logic systems. *IEEE*

Transactions on Fuzzy Systems, 7(6), 643–658.

[120] Karnik, N. N., & Mendel, J. M. (1998). Type-2 fuzzy logic systems: Type-reduction. In *Proc. IEEE Conference on Systems, Man and Cybernetics* (pp. 2046–2051).

[121] Buhler, H. (1992). *Réglage par logique floue*. Presse Polytechnique et Universitaires Romande.

[122] Karnik, N. N., & Mendel, J. M. (1998). Introduction to Type-2 Fuzzy Logic Systems. In *Fuzzy Systems Proceedings, IEEE World Congress on Computational Intelligence, Vol. 2*, Anchorage, AK, pp. 915–920.

[123] Karnik, N. N., Mendel, J. M., & Liang, Q. (1999). Type-2 fuzzy logic systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 7(6), 643–658.

[124] Wu, D. (2012). Twelve considerations in choosing between Gaussian and trapezoidal membership functions in interval type-2 fuzzy logic controllers. In *2012 IEEE International Conference on Fuzzy Systems* (pp. 1–8).

[125] Ali, O. A. M., Ali, A. Y., & Sumait, B. S. (2015). Comparison between the effects of different types of membership functions on fuzzy logic controller performance. *International Journal*, 76, 76–83.

[126] Reddy, C. S., & Raju, K. V. S. N. (2009). An Improved Fuzzy Approach for COCOMO's Effort Estimation Using Gaussian Membership Function. *J. Softw.*, 4(5), 452–459.

[127] Mehedi, F., Yahdou, A., Djilali, A. B., & Benbouhenni, H. (2020). Direct torque fuzzy controlled drive for multi-phase IPMSM based on SVM technique. *J. Eur. Des. Systèmes Autom.*, 53(2), 259–266.

[128] Benakcha, M., Benakcha, A., & Ammar, A. (2022). Backstepping Sliding mode control of DSIG driven by variable speed wind turbine. In *2022 19th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)* (pp. 296–302). IEEE.

[129] Khan, M. F., & Khan, M. R. (2018). Generalized model for investigating the attributes of a six-phase self-excited induction generator over a three-phase variant. *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, 28(10), e2600.

[130] Mesai-Ahmed, H., Bentaallah, A., Cardoso, A. J. M., Djeriri, Y., & Jlassi, I. (2021). Robust neural control of the dual star induction generator used in a grid-connected wind energy conversion system. *Math. Model. Eng. Probl.*, 8(3).

[131] A. Guettab, Z. Boudjema, E. Bounadja, et R. Taleb, “Improved control scheme of a dual star induction generator integrated in a wind turbine system in normal and open-phase fault mode,” *Energy Rep.*, vol. 8, pp. 6866–6875, 2022.

[132] A. Guettab, E. Bounadja, Z. Boudjema, et R. Taleb, “Third-order super-twisting control of a double stator asynchronous generator integrated in a wind turbine system under single-phase open fault,” *Int. J. Circuit Theory Appl.*, vol. 51, no. 4, pp. 1858–18

Annexe A

Calculs liés à la détermination des paramètres électriques de la machine double étoile MASDE

Dans cette partie, on s'intéresse aux calculs permettant de déterminer les paramètres électriques de la machine asynchrone double étoile (MASDE) à partir de ses données constructeurs et de son modèle équivalent. En particulier, les valeurs de la plaque signalétique présentées dans le **Tableau 1** (puissance, tension, courant et fréquence nominaux, ainsi que le type de couplage) sont utilisées comme base pour l'extraction des grandeurs caractéristiques de la machine. Le schéma électrique équivalent monophasé de la MASDE, donné par la **Figure 1**, permet ensuite de relier ces grandeurs nominales aux différents paramètres du modèle (résistances et réactances statoriques et rotoriques, inductance de magnétisation, etc.) et de procéder à leur calcul ou à leur identification.

Tableau 1 : Valeurs de la plaque signalétique du MAS

Caractéristiques du Machine étudié			
Paramètre électrique		Paramètre mécanique	
Puissance nominale	1.1 W	Le diamètre intérieur de l'alésage du stator.	$D_s = 92.45 \text{ mm}$
La tension nominale (Δ, Y)	220 V; 380 V	Langueur du circuit magnétique de stator L	65.81 mm
Le courant nominal (Δ, Y)	5.2A ; 3A	Le diamètre de stator D_s	85.80 mm
La vitesse nominale	1425 <i>tr/min</i>	Le diamètre du conducteur (fil de cuivre) D_{co}	0,61 mm
Facteur de puissance $\cos\phi$	$[(0.82)]^\wedge$	La section du conducteur S_{co}	0.292 mm ²
La vitesse nominale	1480 <i>tr/min</i>	La surface de l'encoche QS	44.77 mm ²
La tension nominale	380	Diamètre de rotor	89.98 mm
Nombre d'encoches	36 <i>encoches</i>	Le langur de rotor	66.49 mm

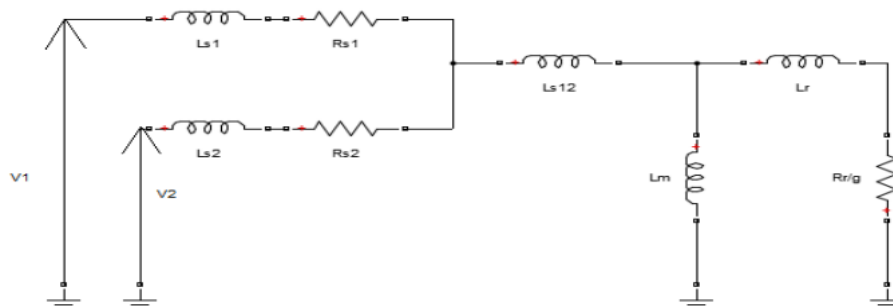


Figure 1 : schéma électrique équivalent de la MASDE

Formules générales pour les calculs

Les FEM induites dans les côtés des bobines placées dans des encoches voisines sont donc déphasées par un angle α exprimé en radians électriques, tel que [54][55][58]:

$$\alpha = (2P\pi) / N_s \quad (1)$$

Où :

P : le nombre de pôles,

N_s : le nombre d'encoches

Nombre de bobines par phase :

$$N_{b_{phase}} = \frac{b}{m} \quad (2)$$

Où :

b : Nombre total des bobines

m : Nombre de phase « statoriques »

Nombre de bobines par pôle et par phase :

$$N_{b_{pôle}} = \frac{b}{m2p} \quad (3)$$

Où :

p : est le nombre de pôles

Le nombre d'encoches par « pôle » et par « phase » : (q = 3) ;

Nombre de spires par phase :

$$N_{ph} = N_{b_{phase}} N_c = \frac{ZqN_c}{2m} \quad (4)$$

Où :

N_c : est le nombre de spires par « bobine »

Z : est le nombre d'encoches « statoriques »

Pas d'encoche mécanique angulaire :

$$\gamma_m = \frac{2\pi}{z} \quad (5)$$

Pas d'encoche électrique :

$$\gamma = \frac{p}{2} \gamma_m \quad (6)$$

Le pas d'encoche peut-être défini comme la longueur de l'arc entre deux encoches consécutives, mesuré au niveau du diamètre intérieur du stator (D_{int}),

$$\tau_s = \frac{\pi D_{int}}{z} \quad (7)$$

Pas polaire angulaire :

$$\rho_p = \frac{360^\circ}{p} = \frac{2\pi}{p} \quad (8)$$

Le pas polaire désigne la longueur de l'arc entre deux pôles consécutifs, mesurée sur le diamètre intérieur du stator [58][55].

$$\tau_p = \frac{\pi D_{int}}{p} \quad (9)$$

Nombre d'encoches par pôle :

$$z_p = \frac{z}{p} \quad (10)$$

Pas de « bobine » :

- ✓ Complet, si la bobine traverse « z_p » « encoches »
- ✓ Fractionnaire, si la bobine traverse moins de « z_p » encoches

Si par Exemple z_p est le nombre d'encoches enjambées par la bobine et ρ_m est l'angle mécanique formé à partir des encoches enjambées par la « bobine » $\rho_m = z_c \gamma_m$, alors le pas de bobine exprimé en angle électrique est défini Par :

$$\rho = \frac{p}{2} \cdot \rho_m \Rightarrow \frac{\rho}{\pi} = \frac{\rho_m}{\rho_p} \Leftrightarrow \frac{\rho}{\pi} = \frac{z_c}{z_p} \quad (11)$$

Test de GASDE avec unité de mesure

Une plateforme expérimentale a été mise en place afin de valider les résultats issus de la simulation. Une expérimentation a ainsi été réalisée pour extraire et calculer les paramètres de la machine MASDE, en se basant sur la configuration expérimentale illustrée dans la Fig..5 . Fig..6 présente le schéma synoptique de la plate-forme expérimentale, mettant en évidence les composants essentiels utilisés pour la mise en œuvre et la validation du système[58][55][54].

Détermination de résistance statorique par l'essai volt-ampérométrique

La mesure de la résistance statorique R_s du moteur est effectuée à chaud afin de tenir compte de l'effet thermique. À l'aide d'un voltmètre et d'un ampèremètre en courant continu, les mesures obtenues sont présentées dans le tableau ci-dessous.

Tableau 2 : Résultats de calculs

Stator	Bronchement	$U_{dc}(V)$	$I_{dc}(A)$	$2 * R(\Omega)$
Etoile 01	$U_1 - V_1$	11.37	0.867	13.104
	$V_1 - W_1$	12.23	1.006	12.150
	$U_1 - W_1$	13.013	1.064	12.2246
	$V_1 - U_1$	14.11	1.075	13.124
	$V_1 - W_1$	16.50	1.273	12.9538
	$U_1 - W_1$	20.36	1.620	12.565
La résistance moyenne de l'étoile 1				12,686 Rs2= 6,343
	$U_1 - V_1$	11.37	0.873	13.018
	$V_1 - W_1$	12.23	0,937	13.047
	$U_1 - W_1$	13.013	1.001	12.990
	$U_1 - V_1$	14.11	1.07	13.104

Etoile 02	$V_1 - W_1$	16.50	1.320	13.965
	$U_1 - W_1$	20.36	1.490	13.662
La résistance moyenne de l'étoile 1				13,297 Rs2=6,648

Essai à vide du moteur asynchrone (détermination de L_s et R)

Dans ce test, le moteur est mis en marche sans charge, sous différentes tensions d'alimentation. Étant donné que le glissement est quasi nul, le rapport R/g tend vers l'infini, ce qui permet l'estimation des paramètres L_s , L_r et R_f . La puissance active est déterminée à l'aide de la méthode des deux wattmètres, appliquée à chaque étoile partageant une même phase de référence. Étant donné que la machine asynchrone double étoile est supposée équilibrée, les mesures se font sans recours au neutre. Plusieurs relevés ont été effectués pour différentes valeurs de tension, accompagnés par la mesure de la vitesse angulaire via un tachymètre, ainsi que par l'analyse de la puissance à l'aide d'un analyseur de puissance. Les résultats sont regroupés dans le tableau suivant [58][55][54].

Tableau 3 : Les mesures des essais à vide

U0(V)	I0(A)	P 1(W)	P2(W)	P2+ P1 (W)	Etoile 02
110	0.8	-14	43	29	
140	0.9	-26	69	43	
170	1.2	-37	111	74	
195	1.6	-66	170	104	

L'exploitation des résultats pour déterminer la résistance L_s ET R_f

- La puissance réactive est obtenue par $Q_{reac} = \sqrt{(U_0 I_0)^2 - P_0^2}$
- Les pertes joule dans le stator sont : $P_{js} = 3R_s I_0^2$
- Les pertes mécaniques et fer sont données par $P_{mec} + P_{fer} = P_0 - P_{js} = P_c$
- Les pertes mécaniques sont obtenues par la méthode de séparation des pertes. C'est l'ordonnée (intersection avec l'axe des pertes) de la courbe (Voir la figure ci-dessous)

$$P_{mec} + P_{fer} = f(U_0^2) \quad (12)$$

- La résistance de la branche magnétisante qui représente les pertes fer est donnée par :

$R_f = \frac{U_0^2}{P_{fer}}$ il est à noter que la valeur R_f est la moyenne du nombre d'essai effectué avec

L'écartement de celle s'écartant sur les autres valeurs

- Le calcul de l'inductance cyclique statorique et rotorique $L_s = L_r$ cette égalité est donnée la puissance du moteur qui est 1.1Kw et la construction de la cage d'écurueil qui est
- $L_s = L_r = \frac{U_0^2}{Q_{recc} \times 2\pi \times 50}$ Avec 50 Hz est la fréquence du réseau.

La valeur moyenne de L_s est la moyenne des essais, les résultats obtenus sont dans le tableau suivant

Tableau 4 : résultats de calculs de R_f , L_s et L_r

P_{js} (W)	$P_m + P_f$ (W)	$U_0^2 volt^2$	Q(var)	$P_{méc}$ (w)	P_{fer} (w)	$R_f(\Omega)$	$L_s = L_r$ (henry)
12,764	16,236	12 100	83,084	3.50	12.736	950,062	0,463
16,154	26,846	19 600	118,435	3.50	23.346	839,544	0,527
28,719	45,281	28 900	314,40	3.50	41,781	691,701	0,292
51,056	52,944	38 025	416,203	3.50	49,444	769,051	0,290
Les valeurs moyennes obtenues de R_f , L_s et L_r						812,25	0,393

Les pertes mécaniques sont obtenues sur la courbe suivante, elles sont de 03.5 W, Cette courbe est tracée par l'environnement MATLAB :

Les pertes mécaniques sont obtenues sur la courbe suivante, elles sont de 03.5 W, Cette courbe est tracée par l'environnement MATLAB :

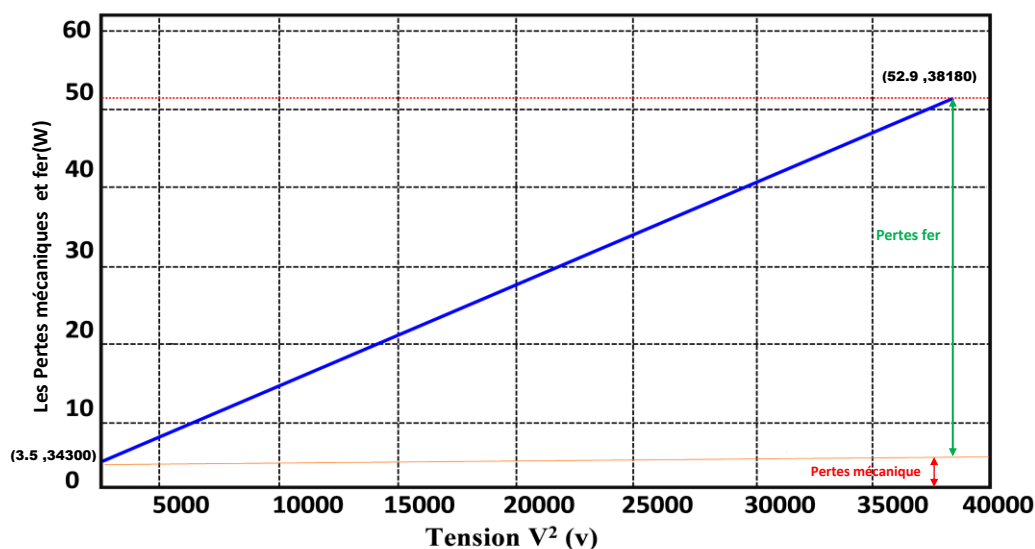


Figure 2 : Les pertes constantes P_c (W)

Essai à « rotor » Bloqué du MASDE

Au cours de cette expérience, le rotor a été immobilisé à l'aide d'un frein à poudre, tandis que le stator a été alimenté sous une tension réduite afin d'éviter de dépasser le courant nominal du moteur, fixé à 3 A conformément aux données de la plaque signalétique.

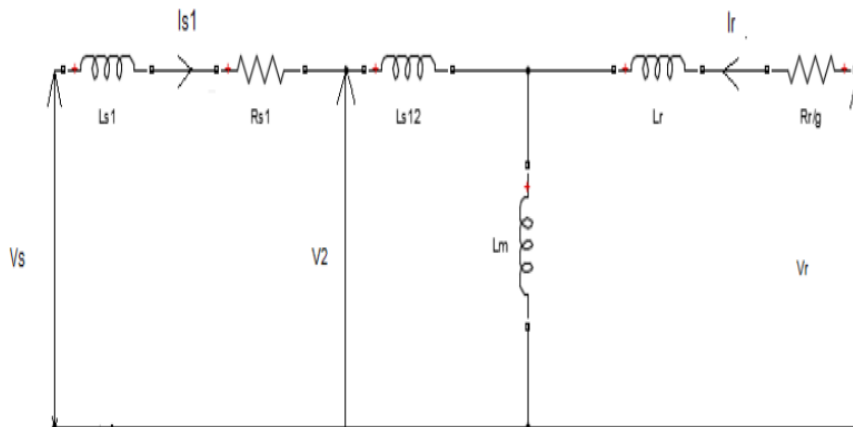


Figure 3 : Schéma équivalent de la MASDE en rotor bloqué

Parallèlement, la fréquence d'alimentation a été ajustée à l'aide d'un onduleur. Cette méthode expérimentale est conforme aux recommandations décrites dans la littérature. Les valeurs mesurées lors de cette procédure sont présentées dans le tableau suivant[58][55] [54] :

Tableau 5 : Les mesures de l'essai ont rotor bloqué

u_{cc} (v)	i_{cc} (a)	p1(w)	p2(w)	p1+p2(w)	Fréquence(hz)	N°
36,141	1,135	3,097	36,141	39,238	50	TEST 1
32,010	1,342	11,358	41,304	52,662	32	
22,200	1,239	12,391	20,652	33,043	17	
65,881	2,125	116,886	10,626	127,512	50	TEST2
49,942	2,125	93,508	26,565	120,073	32	
39,618	2,125	74,382	37,191	111,573	17	
81,517	2,681	182,342	16,089	198,431	50	TEST3
58,5	2,681	144,801	45,049	189,850	32	
48,267	2,681	107,26	53,63	160,89	17	

A partir des mesures, on peut calculer les éléments suivants [58][55][54]

- La résistance rotorique rapportée au stator : $R_r = \frac{P_{ICC}}{3I_{CC}^2} - R_s$ avec R_s déterminée dans l'essai à vide .

L'inductance mutuelle cyclique M est obtenue par l'expression :

$$M = \frac{-N_r + \sqrt{N_r^2 + 4L_s^2}}{2} \text{ ou } L_s \text{ est déterminé par l'essai à vide mais } N_r \text{ sera obtenue comme suit :}$$

Le calcul N_r en fonction de l'énergie réactive : $N_r = \frac{Q_{cc}}{3\omega_s I_{CC}^2}$ avec $\omega_s = 2f\pi$

Avec :

I_{cc} : Courant de ligne mesuré essai rotor bloqué

Q_{cc} : Puissance réactive à court-circuit

Les résultats des calculs sont dans le tableau suivant :

Tableau 6 : Résultats des calculs de M et de R

Fréquence	U_{scc} V	I_{scc} A	P=P1+P2	Q_r/cc var	Nr	M	R_r
50	65,881	2,125	127,512	185,711	0,049	0,243	4,939
32	49,942	2,125	120,073	122,206	0,0540	0,241	3,956
17	39,618	2,125	111,573	82,773	0,0729	0,233	3,261
Valeur moyenne de M et R_r						0,239	4,052

Essai de ralentissement du MASDE

L'essai consiste à faire fonctionner le moteur à sa vitesse nominale en l'alimentant par la tension indiquée sur sa plaque signalétique. Une fois cette vitesse atteinte, l'alimentation est interrompue, et la vitesse de décélération est relevée à l'aide d'un tachymètre. À partir de la courbe obtenue, il est possible de déterminer le moment d'inertie J ainsi que le coefficient de frottement f_r , en exploitant la constante de temps extraite du graphe, comme illustré dans la figure ci-dessous. Cette démarche s'appuie sur la méthodologie décrite dans [58][55][54].

Il faut déterminer la constante de temps mécanique $\tau = \frac{J}{f_r} = \frac{t_2 - t_1}{\ln\left(\frac{N_1}{N_2}\right)}$

Après l'acquisition de vitesse, nous avons trouvé les résultats suivants :

$$t_1 = 16s, t_2 = 24s, N_1 = 100 \text{ rad/s et } N_2 = 20 \text{ rad/s.}$$

Application numérique : $\tau = 4,970 \text{ s}$

- Les pertes mécaniques ont été déterminées dans l'essai à vide. Elles sont de l'ordre de 3.5 w.
Comme les $P_{mec} = f_r \Omega^2 \rightarrow f_r = \frac{P_{mec}}{\Omega^2}$

Application numérique : $f_r = 0.0035 \text{ Nm s/rad}$

Le calcul du moment d'inertie est : $J = \tau \cdot f_r = 0,017395 \text{ kg.m}^2$

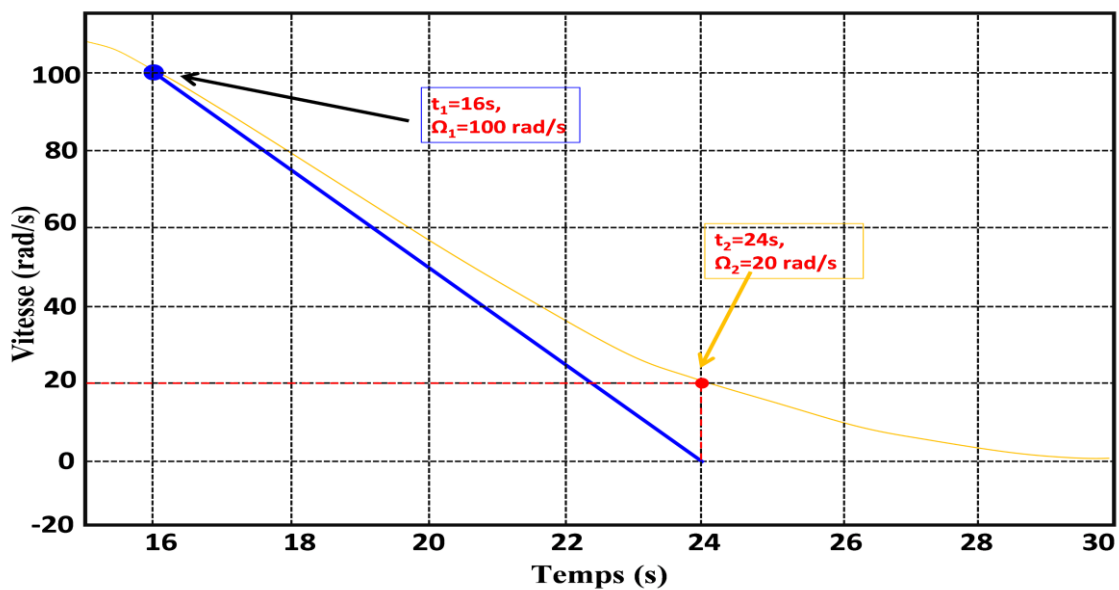


Figure 4: graphe de la vitesse en fonction du temps dans l'essai de ralentissement

Résultats de l'identification des paramètres du moteur asynchrone

Les paramètres identifiés du moteur asynchrone sont résumés dans le tableau suivant

Validation de l'identification :

Cette démarche expérimentale offre la possibilité de confronter les résultats issus de la simulation avec les mesures obtenues en temps réel, et permet ainsi de vérifier la précision, la cohérence et la fiabilité des paramètres évalués. Les courbes obtenues à partir du dSPACE 1104 révèlent une forte corrélation avec les résultats théoriques, confirmant ainsi la validité du modèle et des paramètres utilisés[55][57].

Les figures suivantes présentent les résultats expérimentaux : la figure 5 montre les courants statoriques des deux étoiles (i_{s1} et i_{s2}), la figure 6(a) illustre la réponse en vitesse, tandis que la figure 6 (b) représente l'évolution du C_{em} de la machine MASDE .

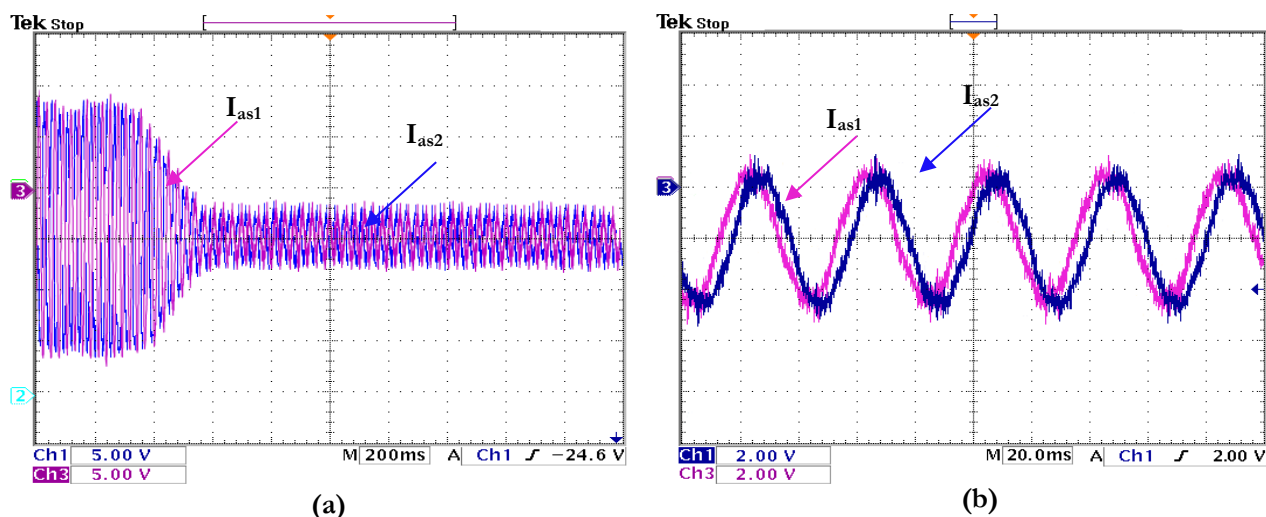


Figure 5 (Annex A) : courants statoriques (a) : étoile 1 ias1, étoile 2 ias2 (b) : zoom

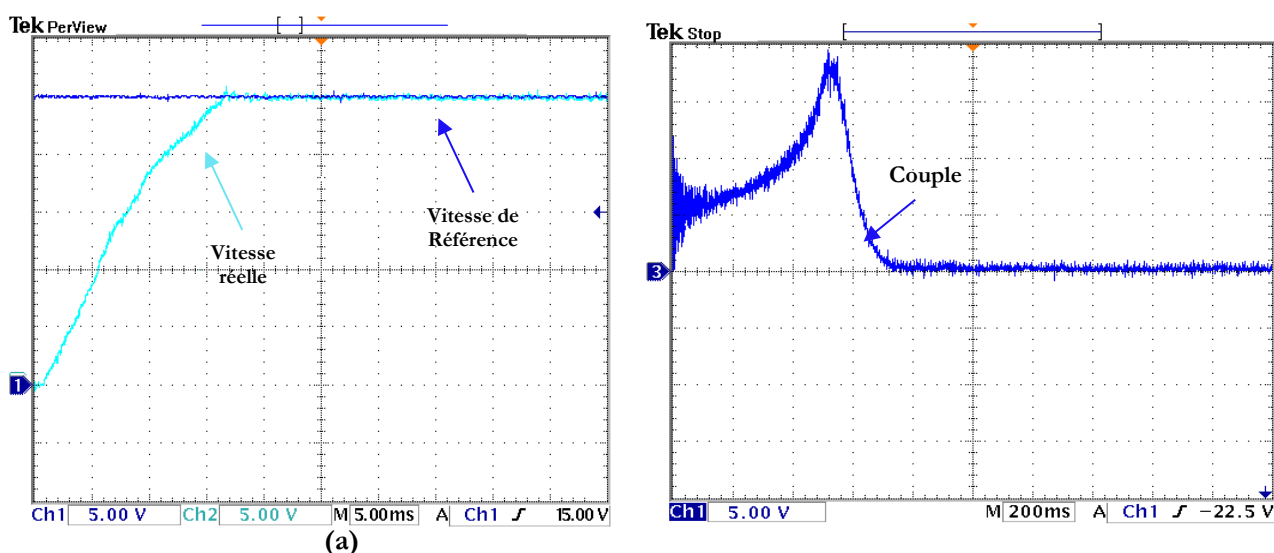


Figure 6 (Annex A) : Courbes (a) vitesse ; (b) couple électromagnétique .

Tableau 7 : Résultat de simulation de GASDE

Test	V_{as1}	V_{as2}	i_{as1}	i_{as2}	F [Hz]
	[V]	[V]	[A]	[A]	
Vide	202.4	202.4	2.7	2.7	50

D'après entrainement a vitesse fixe. Les tensions v_{as1} et v_{as2} aux bornes de la première phase de l'étoile 1 et de l'étoilé 2 (Figure), ainsi que les courants i_{as1} , i_{as2} (Figure IV .13), ont des, évolutions exponentielles (régime transitoire) de $t = 0$ s à $t = 3.41$ s ou` ils se stabilisent et prennent les formes sinusoïdales, de valeur crête 202.4 V pour les tensions, 2.7 A pour les courants statoriques (régime permanent) et de fréquence d'environ 50 Hz

Annexe B

Paramètres de simulation de l'éolienne étudiée

Tableau 1 : Paramètres du système d'éolienne

Paramètres	Valeurs
Rayon des pales	60
Nombre de pales	3
Hauteur du moyeu	85 m
Réducteur	90
Inertie totale	254 Kg.m ²
Coefficient de frottement	0.24

Tableau 2 : Paramètres du GASDE

Parameters	Values
P_n	1.500 MW
V_s	400.00 V
F_s	50.00 Hz
p	2.00
R_r	0.00700 Ω
R_s	$R_1 = R_2 = 0.00800 \Omega$
L_s	$L_1 = L_2 = 0.13400 \text{ mH}$
L_r	$L_r = 0.06700 \text{ mH}$
J (turbine + GASDE)	$J = 3000 \text{ kg.m}^2$
f (turbine+GASDE)	$f = 2.5 \text{ N.m.s/rd}$

Annexe C

Identification paramétrique analytique de la GASDE

1. Inductances mutuelles entre phases des deux étoiles

Les inductances mutuelles qui expriment le couplage entre les deux étoiles sont en nombre de neuf et peuvent être regroupées dans la matrice $[M_{r,s2}(\theta_2)]$ suivante :

$$[M_{s1,s2}(\alpha)] = \ell_{ps} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (1)$$

α : décalage angulaire entre les entrées des deux premières phases des deux étoiles.

2. Inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques

- La position du rotor par rapport l'étoile 1 étant caractérisée par l'angle (θ_1) , les neuf coefficients d'inductance mutuelle exprimant le couplage entre enroulements peuvent être regroupés dans la matrice $[M_{s1,r}(\theta_1)]$:

$$[M_{s1,r}(\theta_1)] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & \cos(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_1 + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_1) & \cos(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_1 - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

- La position du rotor par rapport l'étoile 2 étant caractérisée par l'angle (θ_2) , les neuf coefficients d'inductance mutuelle exprimant le couplage entre enroulements peuvent être regroupés dans la matrice $[M_{s2,r}(\theta_2)]$:

$$[M_{s2,r}(\theta_2)] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (3)$$

Si les axes d'une phase statorique et d'une phase rotorique coïncident, l'inductance mutuelle M entre celles-ci est maximale :

$$M = \frac{2N_s N_r \mu_0 D}{\pi e} = \ell_{pr} \frac{N_s}{N_r} \quad (4)$$

ملخص:

في هذه الدراسة، قدمنا استراتيجية تحكم جديدة مبنية على تحكم ضبابي من نوع الثاني (IT2-FLC) تُطبق على نظام تحويل طاقة الرياح. استخدمنا توربينة الرياح ذو سرعة متغيرة تعتمد على مولد لا تزامني مزدوج النجم قفص سنجاب. لقد تم تطبيق مفاهيم المنطق الضبابي بنجاح كبير في العديد من التطبيقات حول العالم. حتى الآن، استخدمت الغالبية العظمى من الأنظمة متحكمات المنطق الضبابي من النوع 1. ومع ذلك، لا يمكن لهذا المتحكم التعامل مع مستوى عالٍ من عدم اليقين في الأنظمة المعقدة وغير الخطية. في المقابل يمكن تقليل مستوى عدم اليقين في النظام باستخدام المنطق الضبابي من النوع 2 لأنه يوفر قدرات أفضل للتعامل مع عدم اليقين اللغوية عن طريق نمذجة الغموض وعدم الموثوقية في المعلومات. تم تطوير مفهوم جديد يعتمد على تحكم ضبابي من نوع متغير (IT-2 FLC) بسبب قدراته في إدارة عدم اليقين. تم تصميم كلتا استراتيجيتي التحكم ومقارنة أدائهما لغرض إظهار التحكم الأكثر كفاءة من حيث تتبع المرجع والامتانة. أجرينا مقارنة بين أداء متحكم المنطق الضبابي من النوع 1 (T1-FLC) وتحكم المنطق الضبابي من النوع 2 (IT2-FLC). تظهر نتائج المحاكاة بوضوح تفوق تحكم المنطق الضبابي من النوع 2 مقارنة على الأول T1-FLC وخاصة في حالات عدم اليقين وكذلك زمن الاستجابة، التجاوز، زمن الاستقرار، وقيمة التذبذب. تمت المحاكاة باستخدام برنامج MATLAB/Simulink

كلمات مفتاحية: تحكم ضبابي من نوع 2 المتغير، نظام تحويل طاقة الرياح، توربينة الرياح، مولد لا تزامني مزدوج النجم ، عدم اليقين.

Résumé :

Dans cette étude, nous avons présenté une nouvelle stratégie de contrôle robuste utilisant un Contrôleur Logique Flou (FL) de Type 2 Intervalle (IT2-FLC) appliqué à un SCEE La turbine éolienne utilisée était un système à vitesse variable basé sur un Générateur Asynchrone à Double Étoile (GASDE). Les concepts de FL ont rencontré un grand succès dans de nombreuses applications mondiales. Historiquement, la plupart des systèmes ont utilisé des Contrôleurs de T1-FLC, qui, cependant, peinent à gérer les incertitudes importantes propres aux systèmes complexes et non linéaires. La FL de Type 2 offre une capacité améliorée pour gérer les incertitudes linguistiques en modélisant la vague et la fiabilité de l'information. Par conséquent, nous avons développé un nouveau Contrôleur de IT2-FLC pour mieux gérer les incertitudes. Les deux stratégies de contrôle ont été conçues et leurs performances comparées pour déterminer la plus efficace en termes de suivi de référence et de robustesse. Les simulations réalisées avec MATLAB/Simulink démontrent clairement la robustesse supérieure du Contrôleur T2-FLC Intervalle par rapport au T1-FLC, Plus précisément, en cas d'incertitude, ainsi que concernant le temps de réponse, le dépassement, le temps de stabilisation et la valeur d'oscillation, des simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink.

Mots Clés : Logique floue type 2, système de conversion d'énergie éolienne, éolienne, générateur asynchrone à double étoile GASDE, incertitude.

Abstract:

In this study, we have introduced a new robust control strategy using an Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller (IT2-FLC) applied to a Wind Energy Conversion System . The wind turbine used was a variable-speed system based on a Dual Star Induction Generator (DSIG). Fuzzy logic concepts have been widely successful in numerous global applications. Historically, most systems have utilized Type-1 Fuzzy Logic Controllers (T1-FLC), which, however, struggle to manage the significant uncertainties inherent in complex and nonlinear systems. Type-2 Fuzzy Logic offers enhanced capability to handle linguistic uncertainties by modeling vagueness and information unreliability. Therefore, we developed a novel Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller (IT2-FLC) to better manage uncertainties. Both control strategies were designed and their performances compared to determine the most efficient in terms of reference tracking and robustness. The simulations conducted in MATLAB/Simulink clearly demonstrate the superior robustness of the Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller over the T1-FLC, Specifically, in cases of uncertainty, as well as response time, overshoot, stabilization time, and oscillation value,

Key Words : Fuzzy logic type 2, wind energy conversion system, wind turbine, Dual star induction generator DSIG, uncertainty.