



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Electrotechnique
Commande électrique

Réf. : Entrez la référence du document

Présenté et soutenu par :
Bissane YATOUDJI

Le : mercredi 4 juin 2025

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation : Etude Théorique et Expérimentale.

Jury :

Pr	SRAIRI Kamel	Professeur	Université de Biskra	Président
Pr	BENCHOUIA Mohamed Toufik	Professeur	Université de Biskra	Rapporteur
Pr	ABDEDDAIM Sabrina	Professeur	Université de Biskra	Examineur

Année universitaire : 2024/2025



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Electrotechnique
Commande électrique

Réf. : Entrez la référence du document

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation : Etude Théorique et Expérimentale.

Le : mercredi 4 juin 2025

**Présenté par :
l'encadreur :**

Bissane YATOUDJI

Avis favorable de

Signature Avis favorable du Président du Jury

Cachet et signature

Résumé

Résumé

Résumé : L'amélioration des performances des éoliennes à travers des stratégies de commande efficaces constitue une priorité majeure dans le secteur des énergies renouvelables, surtout pour les systèmes autonomes (non connectés au réseau). L'un des principaux défis dans ce contexte est de maintenir la stabilité de l'amplitude et de la fréquence de la tension statorique tout en garantissant une haute qualité de l'énergie, surtout que le système est directement connecté à la charge. Les variations des paramètres internes de la machine peuvent affecter négativement les performances du système de commande.

L'objectif de ce projet est d'améliorer la performance de ce système basé sur une génératrice asynchrone à double alimentation, pour cela nous allons comparer trois stratégies de commande pour le convertisseur côté rotor. La commande vectorielle constitue la base dans notre approche. Des simulations numériques sur Matlab/Simulink et validation pratique sur la carte Dspace1104 ont été implantées pour valider les résultats des aspects discutés.

Mots clés : Génératrice Asynchrone à double Alimentation (GADA), Commande Vectorielle, Commande par Orientation de Flux (FOC), Régulateur PI, Fuzzy logic controller, Matlab/Simulink, Dspace1104

Abstract: Improving the performance of wind turbines through efficient control strategies is a major priority in the renewable energy sector, especially for stand-alone systems (not connected to the grid). One of the main challenges in this context is maintaining the stability of the stator voltage amplitude and frequency while ensuring high power quality, particularly since the system is directly connected to the load. Variations in the internal parameters of the machine can negatively affect the control system's performance. The objective of this project is to improve the performance of this system based on a Doubly Fed Induction Generator (DFIG), by comparing three control strategies for the rotor-side converter (RSC). Vector control (FOC) forms the basis of our approach. Numerical simulations using Matlab/Simulink and practical validation on the Dspace1104 board were carried out to verify the results of the proposed methods.

Keyword: Doubly Fed Induction Generator (DFIG), Vector Control, Field oriented control (FOC), PI regulateur, Fuzzy logic controller, Matlab/Simulink, Dspace1104.

ملخص: يُعد تحسين أداء توربينات الرياح عبر استراتيجيات تحكم فعالة من الأولويات في قطاع الطاقة المتجددة، خصوصاً في الأنظمة المستقلة (غير المرتبطة بالشبكة). أحد أهم التحديات في هذا السياق هو الحفاظ على ثبات قيمة وتردد توتر الجزء الثابت مع ضمان جودة طاقة عالية، خاصة وأن النظام متصل مباشرة بالحمل. التغيرات في المعاملات الداخلية للآلة قد تؤثر سلباً على أداء التحكم. يهدف هذا المشروع إلى تحسين أداء هذا النظام المعتمد على مولد غير متزامن ذو تغذية مزدوجة، من خلال مقارنة ثلاث استراتيجيات تحكم لمحول جانب الدّوار. وقد تم اعتماد التحكم الشعاعي كأساس في منهجيتنا. تم تنفيذ محاكاة رقمية باستخدام Matlab/Simulink إلى جانب تحقيق تجريبي على بطاقة Dspace1104 من أجل التحقق من النتائج ومصادقية النماذج المطروحة.

الكلمات المفتاحية: مولد غير متزامن ذو تغذية مزدوجة، التحكم الشعاعي ذو التدفق الموجه؛ المنطق الضبابي؛ متلاب/سيموليك؛ ديسبايس 1104

Remerciements

Remerciements

Avant tout, je remercie Dieu, le Tout-Puissant, qui m'a accordé la force et m'a guidé pour mener à bien ce modeste travail.

*J'exprime ma profonde gratitude à mon encadreur, Monsieur **Benchouia Mohamed Toufik**, Professeur à l'Université Mohamed Khider de Biskra, pour son encadrement, sa disponibilité, sa confiance et ses précieux conseils tout au long de ce travail.*

*Je tiens également à remercier Monsieur **Naimi Djemei**, directeur du Laboratoire de Génie Électrique LGEB, pour avoir mis à disposition un environnement favorable à la recherche et au travail expérimental au sein du laboratoire.*

*Mes sincères remerciements vont aussi à **Fella Boucetta** et **Fares Bettahar**, doctorants, pour leur aide, leurs conseils et leur bienveillance. Que Dieu les récompense.*

*J'exprime aussi toute ma reconnaissance à Monsieur **Mohammedi Messaoud**, Professeur à l'Université de Biskra, pour son soutien, ses orientations et ses encouragements, auxquels j'adresse mon plus grand respect.*

*Je remercie chaleureusement Monsieur **Srairi Kamel**, qui m'a honoré en présidant le jury de soutenance, ainsi que Madame **Abdedaim Sabrina** pour avoir accepté de faire partie du jury.*

Enfin, j'adresse mes remerciements les plus sincères à toutes les personnes qui, de près ou de loin, directement ou indirectement, ont contribué à la réalisation de ce travail.

Encore une fois, merci à toutes et à tous !

Merci du fond du cœur.

Dédicaces

Dédicaces

إلى من ينبض قلبي بحبهم،
إلى من كانوا لي العون والسند،
أهدي ثمرة هذا المشوار إلى :
أي الحبيبة "كرمة"
يا من جعل الله الجنة تحت قدميها، يا نبع الحنان وسند الروح، ودعاء الخير الذي يرافقني في صمتي وحركتي... لولايك لما كنت أنا .
أسأل الله أن يرزقك سعادة لا تنتهي، وعمراً مديداً في طاعته .
أي العزيز "صالح"،
يا مصدر قوتي، يا من علمتني أن الإرادة تصنع المستحيل، دعمك وثقتك بي كانا دافعاً لا ينضب .
لك كل الشكر والامتنان، أطال الله في عمرك وبارك فيك .
إلى أخي "إيهام" وأختي "ميرال" العزيزين،
على دعمهما وتشجيعهما المستمر، شكراً لوجودكما الدائم إلى جانبي .
إلى جدي الغالية "فطيمة"،
يا نبع الحنان وأطيب القلوب، دعاؤك سر من أسرار توفيقني .
أسأل الله أن يحفظك، ويرزقك الصحة والعافية، ويجعل رضاك عني سبباً لرضاه .
إلى جدي الحبيب "عيسى"،
صاحب القلب الكبير والحكمة العميقة،
أسأل الله أن يطيل في عمرك، ويبارك في حياتك، ويجزيك عني خير الجزاء .
وإلى خالتي العزيزة "رشيدة"،
أنتِ كالأم الثانية، حضورك يزرع الطمأنينة، وابتسامتك تبعث في الأمل .
كنتِ دائماً سنداً لمحبتك وحنانك. أسأل الله أن يجزيك عني كل خير، ويحفظك، ويملاً حياتك سعادة ورضا .

إلى رفيقات الدرب وصديقات الروح والقلب "عبير، أنفال، ولينة"
كنتن ولا زلتن من أجمل عطايا القدر، ووجودكن في حياتي نعمة أحمد الله عليها كل يوم.
في صداقتكن وجدت الراحة، وفي صحبتكن عرفت المعنى الحقيقي للوفاء.
أسأل الله أن يرزقكن سعادة لا تزول، وتوفيقاً يرافقكن في كل خطوة، وأن يفتح أمامكن أبواب الخير من حيث لا تحتسبن.
ودمتن لي صديقات العمر، كما كنتن دائماً سنداً، ودعماً، وضوءاً لا ينطفئ.
إلى صديقتي "أمينة"،
التي كانت معي في كل خطوة من هذا المشوار، أقول لك شكراً من القلب .
أسأل الله أن يوفقك .
إلى صديقات الجامعة : "دارين، راجيا"
شكراً لوجودكن الجميل، ودعمكن الصادق الذي زادني قوة في كل مراحل هذا العمل .
إلى عائلتي، وأساتذتي الكرام، وكل من قدم لي يد المساعدة يوماً ما،
جزاكم الله عني كل خير، وبارك فيكم، ورفع قدركم في الدنيا والآخرة

Table des matières

Table des matières

Résumé.....	I
Remerciements.....	II
Dédicaces	III
Table des matières	V
Liste des figures et tableaux	X
Liste des acronymes et symboles	XV
Introduction générale	1
 Chapitre I : Généralités et modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation.	
I.1 Introduction	3
I.2 Machine Asynchrone à Double Alimentation	3
I.3 Modes de fonctionnement de la MADA	4
I.3.1 Fonctionnement en mode moteur	5
I.3.2 Fonctionnement en mode générateur	5
I.4 Domaine d'applications de la machine asynchrone à double alimentation	6
I.4.1 Application en génératrice	6
I.4.2 Application en moteur	6
I.5 Avantages et inconvénients de la MADA	6
I.5.1 Avantages de la machine asynchrone à double alimentation	6
I.5.2 Inconvénients de la Machine asynchrone à double alimentation	7
I.6 Modélisation de la machine à double alimentation	7

I.6.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation	7
I.6.2 Modèle triphasé de la machine asynchrone à double alimentation	8
I.6.2.1 Représentation de la machine asynchrone dans l'espace électrique	8
I.6.2.2 Equations électriques	8
I.6.2.3 Equations magnétiques	9
I.6.2.4 Equations mécaniques	10
I.6.3 Modèle biphasé de la MADA	10
I.6.3.1 Transformation de Park	10
I.6.3.2 Equations électriques de la MADA dans le repère (d,q)	12
I.6.3.3 Equations des flux	12
I.6.3.4 Equations mécanique	13
I.6.3.5 Puissances statoriques et rotoriques	13
I.6.4 Choix du référentiel	13
a. Référentiel lié au stator	14
b. Référentiel lié au rotor	14
c. Référentiel lié au champ tournant	14
I.6.5 Modèle de la mada sous forme d'équation d'état	14
I.7 Conclusion	16

Chapitre II : Etude théorique des méthodes de Commande de la Génératrice Asynchrone à Double Alimentation.

II.1 Introduction	18
II.2 Méthodes de commande appliquées à la GADA en mode connecté au réseau	18
II.2.1 Commande Vectorielle par Flux Orienté	19
II.2.2 Limitations de la Commande Vectorielle	20
II.2.3 Commande Directe du Couple (DTC)	20

II.2.4 Limitations de la Commande Direct du Couple (DTC)	21
II.2.5 Commande Directe du Puissance (DPC)	22
II.2.6 Limitations de la Commande Direct du Puissance (DPC)	23
II.3 Méthodes de la commande appliquées à la GADA en mode autonome	24
II.4 Conclusion	25

Chapitre III : Les stratégies de Commande Vectorielle (GADA) en mode autonome.

III.1 Introduction	26
III.2 Commande Vectorielle des Génératrices Asynchrones à Double Alimentation (GADA).....	26
III.2.1 Commande Vectorielle de la MADA en mode Autonome (stand-alone)	27
III.2.2 Schéma équivalent du MADA en mode autonome	28
III.2.3 Commande par Orientation du Flux Statorique (SFOC)	29
III.2.4 Contrôle du convertisseur côté rotor	31
III.2.5 Synthèse de régulateur PI	33
III.2.6 Conception du contrôleur HCC proposé pour un DFIG autonome	34
III.2.6.1 Contrôleurs de courant à hystérésis	35
III.2.6.2 Conception proposée du régulateur HCC pour une DFIG en mode autonome	36
III.3 Commande par la logique floue	38
III.3.1 Introduction	38
III.3.2 Principe de la logique floue	38
III.3.3 Différentes formes des fonctions d'appartenance	38
III.3.4 Opérateurs utilisés dans la logique floue	40
III.3.4.1 Opérateur ET	40
III.3.4.2 Opérateur OU	40

III.3.4.3 Opérateur NON	41
III.3.5 Domaine d'application	41
III.3.6 Structure d'une commande floue	41
III.3.6.1 Base de connaissance	42
III.3.6.2 Base de données	42
III.3.6.3 Contrôleur flou de type MAMDANI	43
III.4 Résultats de simulation	45
III.4.1 Méthode de contrôle de tension directe MLI	45
III.4.2 Méthode de contrôle de tension directe HCC	52
III.4.3 Commande Vectorielle (FOC) basée sur un régulateur flou	59
III.5 Conclusion	66

Chapitre IV : Etude expérimentale.

IV.1 Introduction	68
IV.2 Présentation du matériel expérimentale	68
IV.2.1 Partie Puissance	70
IV.2.1.1 Machine électrique	70
IV.2.1.2 Source électrique	70
IV.2.1.3 Convertisseur	71
IV.2.1.4 Rhéostat	71
IV.2.2 Partie commande	71
IV.2.2.1 Carte commande DSPACE 1104	71
IV.2.2.2 Circuit d'adaptation des signaux	72
IV.2.2.3 Capteur de vitesse	72
IV.2.2.4 Capteur de Courant	73
IV.2.2.5 Capteur de Tension	73

IV.2.2.6 Oscilloscope	73
IV.2.3 Partie software	74
IV.2.3.1 Matlab/simulink	74
IV.2.3.2 RTI (Real Time Interface)	74
IV.2.3.3 RTW (Real Time Workshop)	74
IV.2.3.4 Control desk	74
IV.3 Description du système Dspace	75
IV.3.1 Description de la carte DSPACE 1104	76
IV.3.2 Différentes entrées/sorties de la DSPASE 1104	77
IV.4 Résultats expérimentaux	77
IV.4.1 Résultats expérimentaux du contrôle indirect de la tension	78
IV.4.2 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle basé sur la logique floue	81
IV.4.3 Interprétation des résultats en les comparant à ceux obtenus par simulation ...	84
IV.5 Conclusion	84

Conclusion générale.

Annexes

Annexes A

Annexes B

Liste des figures et tableaux.

Liste des figures et tableaux

Liste des figures :

Chapitre I :

Figure I.1 : Modes de fonctionnement de la MADA	4
Figure I.2 : Fonctionnement de la MADA en mode moteur	5
Figure I.3: Fonctionnement de la MADA en mode générateur	5
Figure I.4: Représentation schématique de la MADA.	8
Figure I.5 : Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA	10

Chapitre II :

Figure II.1 : Classification des méthodes de commande du GADA	19
Figure II.2 : Schéma de la commande vectorielle du GADA connecté au réseau	20
Figure II.3: Schéma de la commande direct du couple DTC	21
Figure II.4 : Schéma de la commande directe du puissance	23
Figure II.5 : Commande directe de la tension.	24
Figure II.6 : Commande indirecte par orientation du flux statorique.	25

Chapitre III :

Figure III.1 : Schéma de principe du découplage de la MADA par analogie avec la MCC ...	27
Figure III.2 : Schéma bloc de la MADA dans une installation autonome.	28
Figure III.3 : Circuit équivalent de la MADA dans un le repère dq	28
Figure III.4 : Orientation de l'axe d sur le flux statorique.	29
Figure III.5 : Schéma bloc de contrôle directe par tension de MADA-autonome ML.....	32
Figure III.6 : Schéma de régulation des courants I_{dr} et I_{qr}	33
Figure III.7 : Principes du contrôle du courant par hystérésis	35
Figure III.8: Schéma bloc de contrôle direct par tension de MADA-autonome HCC.....	37

Figure III.9 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.	39
Figure III.10 : Fonction d'appartenance singleton.	39
Figure III.11: Opérateur "ET"	40
Figure III.12: operator "OU".	40
Figure III.13: Opérateur "NON".	41
Figure III.14 : schéma de la structure interne de la mise en œuvre d'un contrôleur flou	41
Figure III.15 : structure du contrôleur flou de type MAMDANI	43
Figure III.16 Fonction d'appartenance de l'entrée	43
Figure III.17 : Fonction d'appartenance de la sortie.	44
Figure III.18 : schéma bloc de la Commande vectorielle sur régulateur flou.	45
Figure III.19 : Amplitude de la Tension statorique V_s	46
Figure III.20 : La Tension statorique V_s	46
Figure III.21 : Le courant rotorique I_{ra}	47
Figure III.22 : Amplitude de la tension statorique V_s	48
Figure III.23 : La tension statorique V_s	48
Figure III.24 : Le courant statorique I_{as}	49
Figure III.25 : La puissance active P_s	49
Figure III.26 : La vitesse du Rotation.	50
Figure III.27: Amplitude da la tension statorique V_s	50
Figure III.28 : La tension statorique V_s	51
Figure III.29 : Le courant rotorique I_{ar}	51
Figure III.30 : THD du le courant rotorique	52
Figure III.31 : Amplitude de la tension statorique V_s	53
Figure III.32 : La tension statorique V_s	53
Figure III.33 : Le courant rotorique triphasé.	54
Figure III.34 : Amplitude de la tension statorique.	55
Figure III.35 : La tension statorique V_s	55

Figure III.36 : Le courant statorique I_{sa} .	56
Figure III.37 : Le courant rotorique I_{ar} .	56
Figure III.38 : La vitesse de rotation.	57
Figure III.39 : Amplitude de la tension statorique.	57
Figure III.40 : la tension statorique V_{as} .	58
Figure III.41: Le courant rotorique I_{ra} avec le courant de référence $I_{ra\ ref}$.	58
Figure III.42 : THD du courant rotorique	59
Figure III.43: l'amplitude de la tension statorique V_s .	60
Figure III.44: La tension statorique V_{as}	60
Figure III.45 : Le courant rotorique I_{ar} avec le courant de référence $I_{ar\ ref}$.	61
Figure III.46 : Amplitude de la tension statorique V_s .	62
Figure III.47 : La tension statorique I_{ar} .	62
Figure III.48 : le courant triphasé rotorique I_r avec le courant de référence	63
Figure III.49: le courant statorique I_{sa} .	63
Figure III.50 : la puissance active P_s .	64
Figure III.51: Amplitude de la tension statorique V_s .	64
Figure III.52: la tension statorique V_{as} .	65
Figure III.53: le courant rotorique I_{ra} avec le courant de référence	65
Figure III.54 : THD du courant rotorique.	66

Chapitre IV :

Figure IV.1 plateforme expérimentale de la MADA (Lab.LGEB)	69
Figure IV.2 : Présentation de l'étape expérimentale.	70
Figure IV.3 : la MADA et la MAS.	70
Figure IV.4 : Réseau triphasé + autotransformateur et alimentation monophasé 15V.	70
Figure IV.5 : Convertisseur de puissance à IGBT, proposé par la firme SEMIKRON.	71
Figure IV.6: Rhéostat.	71
Figure IV.7 : Carte de commande DSPACE 1104.	72

Figure IV.8 : Amplificateur.	72
Figure IV.9 : Encodeur 1024 points.	72
Figure IV.10 : Capteur de courant i310s-Sonde de courant.	73
Figure IV.11 : Capteur de tension GWINSTEK GDP-025.	73
Figure IV.12 : Oscilloscope Tektronix 4 voies.	73
Figure IV.13 : Interface du logiciel Control Desk.....	75
Figure IV.14 : Composition de la carte DS1104.....	76
Figure IV.15 : la carte DSPACE 1104.	76
Figure IV.16 : Constitution de l'interface série de la DSPACE 1104.....	77
Figure IV.17 : Résultats expérimentaux du système HCC face à une variation en échelon de la référence de $ V_s ^*$	78
Figure IV.18 : Résultats expérimentaux du système HCC face à une variation en échelon de la référence de $ V_s ^*$	79
Figure IV.19 : Résultats expérimentaux du système HCC face à une variation en échelon de la charge.	80
Figure IV.20 : Résultats expérimentaux du système HCC face à une variation en échelon de la vitesse de rotation.....	80
Figure IV.21 : Résultats expérimentaux du système HCC face à une variation en échelon de la vitesse de la rotation.	81
Figure IV.22 : Résultats expérimentaux du système basée sur la logique floue face à une variation en échelon de la référence de $ V_s ^*$	82
Figure IV.23 : Résultats expérimentaux du système basée sur la logique floue face à une variation en échelon de la référence de $ V_s ^*$	82
Figure IV.24 : Résultats expérimentaux du système basé sur la logique floue face à une variation en échelon de la charge.	83
Figure IV.25 : Résultats expérimentaux du système basé sur la logique floue face à une variation en échelon de la vitesse de rotation.	83

Annexes :

Figure B.1 : Le courant rotorique I_{ar}	88
Figure B.2 : Le couple électromagnétique T_{em}	88
Figure B.3 : Le courant rotorique I_{ar}	89

Figure B.4 : Le couple électromagnétique T_{em} 89

Figure B.5 : Le couple électromagnétique T_{em} 90

Liste des tableaux :

Chapitre III :

Tableau III.1 : Base de règles floue.44

Annexes :

Tableau A.1 : Paramètres de la MADA de 3kW.....87

Tableau A.2 : Paramètres du régulateur PI87

Liste des acronymes et symboles

Liste des acronymes et symboles

Acronymes :

MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation

GADA : Génératrice Asynchrone à Double Alimentation.

DFIM: Doubly Fed Induction Machine

DFIG: Doubly Fed Induction Generator

RSC: Rotor Side Converter

CCR : Convertisseur Côté Rotor

PI : Régulateur proportionnel intégral (proportional and integral)

FLC : Régulateur par logique floue (fuzzy logic controller)

PWM: Pulse Width Modulation.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

FOC: Field Oriented Control.

HCC: Hysteresis Current control.

DTC: Direct Torque Control.

DPC: Direct Power Control

DC : Courent continu (direct curent)

CC : Courent alternatif (alternating curent)

FTBO : Fonction de transfère en boucle ouverte ;

FTBF : Fonction de transfère en boucle fermée

Matlab : Mathematics for Laboratory

THD : Total Harmonic Distortion

ISFO : Indirect Stator Flux Orientation

Symboles :

R_s, R_r : Résistances statorique et rotorique

L_s, L_r : Inductance statorique et rotorique

M : Inductance mutuelle ;

t : Temps (s) ;

X^* : Valeur de référence.

$|X|$: l'amplitude de valeur.

L_m : [H] Inductance de magnétisation

L_{ls} : [H] Inductance de fuite du stator

L_{lr} : [H] Inductance de fuite du rotor

$[\varphi_s]$: Vecteur de flux du stator

$[\varphi_r]$: Vecteur de flux du rotor

$[V_r], [V_s]$: Vecteurs de tension rotorique et statorique

p : Nombre de paires de pôles

Ω : Vitesse mécanique

$\omega_m = p\Omega$: Vitesse angulaire du rotor

ω_r : Vitesse de glissement

ω_s : [rad/s] Vitesse synchrone

$\sigma = 1 - \left(\frac{L_m^2}{L_s L_r}\right)$: Coefficient de dispersion (ou coefficient de Blondel)

T_{em}, C_{em} : Couple électromagnétique

f_s, f_r : [Hz] Fréquences du stator et du rotor

δ : Angle entre les vecteurs de liaison de flux du rotor et du stator

K_p : Gain proportionnel ;

K_i : Gain intégral ;

a_s, b_s, c_s : Correspondent aux trois phases du stator.

a_r, b_r, c_r : Correspondent aux trois phases du rotor.

$[V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^T$; $[V_{ar}, V_{br}, V_{cr}]^T$: Vecteurs des tensions statorique et rotoriques

$[i_{as}, i_{bs}, i_{cs}]^T$; $[i_{ar}, i_{br}, i_{cr}]^T$: Vecteurs des courants statorique et rotoriques

$[\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}]^T, [\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}]^T$: Vecteurs des flux statoriques et rotoriques

(α, β) : Axes correspondant au référentiel lié au stator.

(d, q) : Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.

$[I_s]$: Vecteur courant statorique

$[I_r]$: Vecteur courant rotorique

J [kg.m²]: Moment d'inertie

V_{sd}, V_{sq} : Composantes de la tension statorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q)

V_{rd}, V_{rq} : Composantes de la tension rotorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q)

I_{ds}, I_{qs} : Composantes du courant statorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q)

I_{dr}, I_{qr} : Composantes du courant rotorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q)

$\varphi_{sd}, \varphi_{rq}$: Composantes du flux statorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q)

$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$: Composantes du flux rotorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q)

Introduction générale

Introduction générale

Avec la croissance rapide de la demande énergétique mondiale et la nécessité d'améliorer la durabilité environnementale ainsi que l'efficacité énergétique des systèmes de production, la transition vers les sources d'énergie renouvelables s'impose comme une orientation stratégique incontournable pour garantir la sécurité énergétique à long terme [1].

L'énergie éolienne s'impose aujourd'hui comme l'une des sources d'énergie renouvelable les plus prometteuses et les plus répandues dans le monde, grâce à son potentiel quasi illimité et son faible impact environnemental. Exploitant la force du vent pour produire de l'électricité, elle représente une alternative propre et durable aux combustibles fossiles. Les éoliennes, convertissant l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, jouent un rôle fondamental dans la réduction des émissions de gaz à effet de serre et la lutte contre le changement climatique. Toutefois, le développement rapide de cette technologie a engendré de nouveaux défis, notamment la nécessité d'une capacité accrue de transmission et de solutions avancées pour assurer la fiabilité des systèmes électriques. L'évolution de l'industrie des systèmes éoliens a ainsi conduit à l'émergence de turbines à vitesse variable, qui offrent de nombreux avantages par rapport aux turbines à vitesse fixe, en particulier en matière d'efficacité énergétique, de flexibilité opérationnelle et qualité de l'énergie injectée au réseau [1], [2].

Dans ce contexte, la machine asynchrone à double alimentation (MADA) s'impose comme l'une des solutions les plus performantes pour les systèmes éoliens à vitesse variable, grâce à sa capacité à maintenir une tension et une fréquence de sortie stables malgré les variations de la vitesse du rotor [2]. Bien que son coût soit relativement plus élevé comparé à d'autres alternatives, ses nombreux avantages justifient cet écart. La technologie MADA permet de maximiser l'énergie extraite du vent, même à basse vitesse en contrôlant de façon intelligente la vitesse de rotation de la turbine avec réduire les contraintes mécaniques sur la turbine surtout pendant les rafales de vent [3].

Cependant, la majorité des études sur les générateurs asynchrones à double alimentation se sont concentrées sur le fonctionnement en mode connecté au réseau, où la tension et la fréquence sont imposées par celui-ci. Toutefois, dans certains cas Comme les sites isolés ou les zones hors du réseau de distribution il devient essentiel d'exploiter ces générateurs en mode autonome (stand-alone), où la régulation de la tension et de la fréquence devient entièrement dépendante du système de commande.

Face à ces contraintes, il est nécessaire d'adopter des stratégies de commande avancées, pour maintenir une tension et une fréquence de sortie constantes, la majorité des auteurs ont proposé la stratégie de la commande flux orientée (FOC). La tension de sortie est régulée de manière indirecte en contrôlant l'amplitude du courant d'excitation du rotor (régulant le flux dans la machine, tandis que la fréquence de sortie est maintenue constante en imposant des courants rotoriques à fréquence de glissement [3].

L'objectif principal de ce mémoire est d'améliorer les performances de la régulation de la tension d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) en mode autonome, en utilise des techniques commande avancées telles que la commande vectorielle ainsi que des approches intelligentes basées sur la logique floue.

Pour y parvenir, le travail est structuré en trois chapitres principaux :

- Le premier chapitre : ce chapitre présente une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA), son principe de fonctionnement, ses avantages et inconvénients, et on y expose le modèle mathématique de la machine.
- Le deuxième chapitre : il est consacré à l'étude théorique des principales méthodes de commande de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), aussi bien en mode connecté au réseau qu'en mode autonome.
- Le troisième chapitre : il est consacré à la présentation des techniques de commande vectorielle de la GADA en mode autonome, à savoir la commande direct et indirect. Intégrant une approche basée sur la logique floue. Il expose ensuite les résultats de simulation qui permettent d'évaluer l'efficacité des stratégies de commande proposées.
- Le quatrième chapitre : une implémentation pratique en laboratoire a été réalisée pour tester le comportement réel du GADA avec les stratégies développées, dans des conditions similaires à celles des simulations, afin de valider leur efficacité.

Ce mémoire se termine par un résumé des résultats obtenus, accompagné de propositions de perspectives futures pour approfondir et améliorer les solutions apportées.

Chapitre I :

Généralités et modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

Chapitre I :

Généralité et modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

I.1 Introduction :

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) représente une avancée importante dans la technologie des machines électriques, offrant une grande flexibilité et des performances élevées dans les applications industrielles et dans le secteur de la production d'énergie.

Ce chapitre offre une vue globale sur les machines asynchrones à double alimentation, et en lumière ses avantages techniques et ses multiples domaines d'application.

Une partie importante de ce chapitre est consacrée à la modélisation de la (MADA), une étape essentielle pour optimiser son fonctionnement et améliorer son intégration dans les systèmes énergétiques modernes. Le modèle mathématique de la MADA sera exploré, en mettant en avant l'importance de la transformation de Park pour le contrôle en coordonnées synchrones, le choix du référentiel approprié sera également discuté, tout comme la modélisation de la MADA sous forme d'équations d'état [1].

I.2 Machine Asynchrone à Double Alimentation :

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), également connue sous le nom de Doubly Fed Induction Machine (DFIM), repose sur des principes connus depuis des décennies, mais son usage industriel s'est véritablement généralisé dans les années 1960-1970, grâce à l'émergence de l'électronique de puissance (thyristors, IGBT) [32].

Elle est utilisée dans deux applications principales :

- Comme générateur dans la production d'énergie éolienne, où elle est appelée DFIG (Doubly Fed Induction Generator) [1].

- Comme moteur dans des applications d'entraînement à vitesse variable, où elle est appelée DFIM (Doubly Fed Induction Motor) [1].

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée, mais constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lors de la rotation de la machine. En comparaison avec la machine asynchrone à cage, la DFAM permet d'avoir une plage de vitesse de rotation variable de $\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme [4].

I.3 Modes de fonctionnement de la MADA :

La MADA peut fonctionner comme un moteur ou un générateur. Cependant, contrairement aux moteurs asynchrones à cage, son mode de fonctionnement ne dépend pas de la vitesse de rotation [1]. Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur. Dans le cas d'une MADA, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo-synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [5]. Comme illustré dans la Figure (I.1).

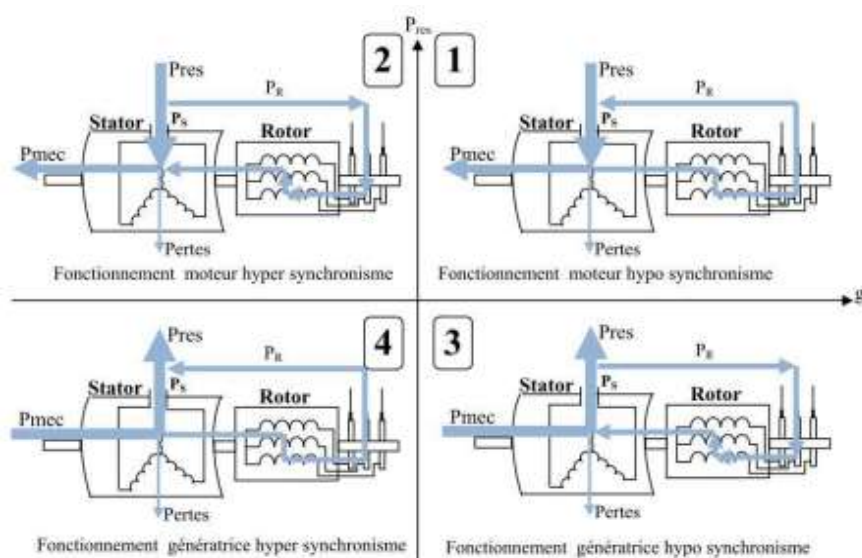
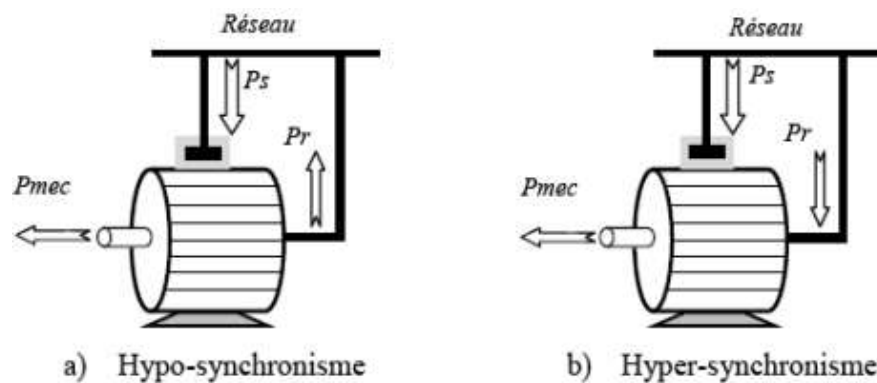


Figure I.1 : Modes de fonctionnement de la MADA.

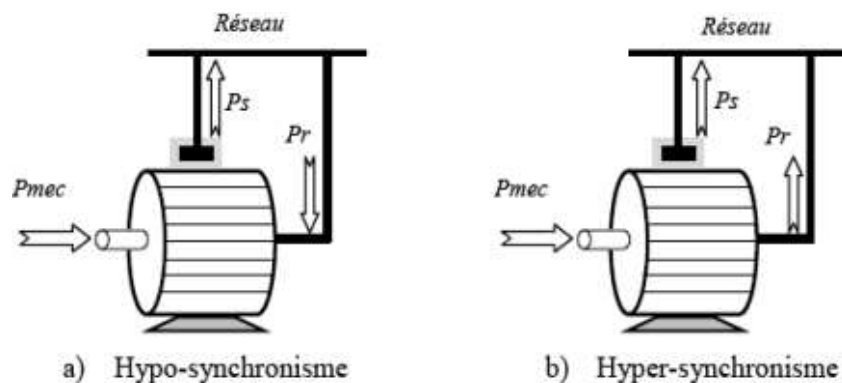
I.3.1 Fonctionnement en mode moteur :

- **Hypo-synchrone** : dans ce mode, le stator reçoit la puissance P_s du réseau, tandis que la puissance de glissement P_r transite par le rotor pour être réinjectée dans le réseau, ce qui entraîne un fonctionnement du moteur à une vitesse inférieure à celle du synchronisme.
- **Hyper-synchrone** : en ce mode, le stator reçoit la puissance P_s et le rotor la puissance de glissement P_r du réseau, ce qui permet au moteur de fonctionner à une vitesse supérieure à celle du synchronisme, un mode impossible pour les machines à cage.



I.3.2 Fonctionnement en mode générateur :

- **Hypo-synchrone** : en ce mode, le stator fournit de la puissance au réseau tandis que le rotor absorbe la puissance de glissement, un mode de fonctionnement impossible pour la MAS à cage.
- **Hyper-synchrone** : le stator fournit de la puissance au réseau et le rotor récupère la puissance de glissement pour réinjecter, ce qui correspond à un fonctionnement en mode générateur.



I.4 Domaine d'applications de la Machine Asynchrone à Double Alimentation :

La machine asynchrone à double alimentation est aujourd'hui incontournable dans les applications industrielles et les systèmes d'énergie renouvelable, notamment en tant que générateur dans les parcs éoliens, offrant une alternative compétitive aux machines synchrones classiques.

I.4.1 Application en génératrice :

- **Énergie éolienne :** La machine asynchrone à double alimentation est l'un des types de générateurs les plus performants dans les parcs éoliens. Ses capacités uniques permettent une meilleure adaptation aux changements de vitesse du vent, une efficacité énergétique accrue et une régulation plus précise de l'énergie électrique produite [1].
- Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable [5].
- Génération des réseaux de bord des navires ou des avions [5].
- Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant [5].

I.4.2 Application en moteur :

- Applications industrielles : dans les applications industrielles qui nécessitent une conversion de puissance et d'énergie efficace et régulée, les machines asynchrones à double alimentation peuvent constituer une option viable dans des domaines tels que les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, etc. Dans les zones rurales ou insulaires où l'accès au réseau électrique public peut être limité, les machines asynchrones double alimentation peuvent être utilisées dans des systèmes autonomes ou hybrides, combinant par exemple l'énergie éolienne et solaire pour fournir de l'électricité [1].

La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage [1].

I.5 Avantages et inconvénients de la MADA :

I.5.1 Avantages de la machine asynchrone à double alimentation :

- Haute efficacité énergétique : le moteur consomme moins d'énergie car il renvoie une partie de l'énergie du rotor vers le réseau.
- Un MADA permet une réduction de 70 % de la taille du convertisseur en faisant varier la vitesse et en agissant sur la fréquence d'alimentation des enroulements du rotor. Ce

dispositif est donc économiquement viable, contrairement à la machine asynchrone à cage, elle ne consomme pas de puissance réactive et peut même être fournisseur [1].

- En cas de panne de l'un des deux onduleurs, le système peut continuer à fonctionner en mode dégradé [1].
- La possibilité de modifier les caractéristiques du bobinage rotorique de la machine, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant et d'augmenter le couple durant le démarrage, ainsi que de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse [5].
- Le convertisseur coté rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la MADA, ce qui divise pratiquement leur prix par 3 par rapport à des convertisseurs dimensionnés pour la puissance nominale, les pertes dans les interrupteurs à Semi-conducteurs sont faibles dans ce cas, le rendement du système de conversion est ainsi amélioré [5]

I.5.2 Inconvénients de la Machine asynchrone à double alimentation :

- Le surcoût engendré par la maintenance due à l'emploi d'un multiplicateur de vitesse et du système bagues-balais de la MADA, comparativement aux autres machines telles que : la machine synchrone à aimants permanents et la machine à réluctance variable [5].
- On utilise un plus grand nombre de convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) que la machine à cage (un redresseur et un onduleur) [1].
- Complexité du contrôle : le MADA est un moteur asynchrone, donc sa commande est plus compliquée que celle des moteurs synchrones à aimants permanents.

I.6 Modélisation de la machine à double alimentation :

I.6.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques [6].
- Les pertes par hystérésis et courants de Foucault sont négligées.
- La force magnétomotrice (F.m.m) est supposée sinusoïdale et seule la première harmonique est prise en compte.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligé [4].

- La machine est de construction symétrique équilibrée (égalité des résistances et inductances statoriques et rotoriques) [7].

I.6.2 Modèle triphasé de la Machine Asynchrone à Double Alimentation :

I.6.2.1 Représentation de la MADA dans l'espace électrique :

La machine asynchrone est représentée à la figure (fig I.4) par de six enroulements dans l'espace avec un décalage de 120° pour assurer l'équilibre des courants. L'angle θ définit la position du rotor par rapport au stator.

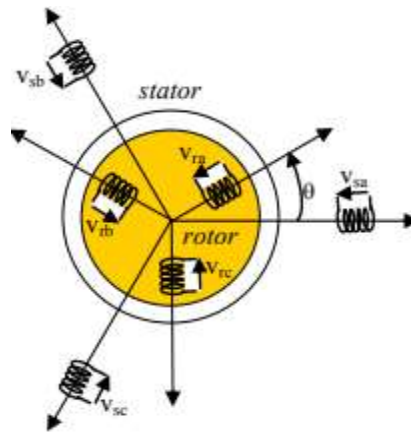


Figure I.4: Représentation schématique de la MADA.

I.6.2.2 Equations électriques :

- Pour le rotor :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (I.1)$$

Avec :

$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$: vecteur de tension statorique.

$[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$: vecteur de courant statorique.

$[\varphi_s] = [\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^T$: vecteur de flux statorique.

R_s : Respectivement la résistance statorique.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \text{ matrice de la résistance du stator}$$

- Pour le stator :

$$[V_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (I.2)$$

Avec :

$[V_r] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$: vecteur de tension rotorique.

$[i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$: vecteur de courant rotorique.

$[\varphi_r] = [\varphi_{ar} \ \varphi_{br} \ \varphi_{cr}]^T$: vecteur de flux rotorique.

R_r : Respectivement la résistance rotorique.

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \text{matrice de la résistance du rotor}$$

I.6.2.3 Equations magnétiques :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (I.3)$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{sr}][i_s] \quad (I.4)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} ; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

- L_{ss}, L_{rr} : sont respectivement les inductances propres des phases statoriques et rotoriques.
- M_s, M_r : les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques.
- $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$: la matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator-rotor.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{\max} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$M_{\max}$: est l'inductance mutuelle maximum entre une phase statorique et une phase rotorique.

En remplaçant (I.3) et (I.4) dans (I.1) et (I.2), on obtient le système d'équations ci-dessous :

$$[V_s] = \frac{d}{dt} [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] + [R_s][i_s] \quad (I.6)$$

$$[V_r] = \frac{d}{dt} [L_r][i_r] + [M_{sr}][i_s] + [R_r][i_r] \quad (I.7)$$

I.6.2.4 Equations mécaniques :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (I.8)$$

Avec :

- C_{em} : Le couple électromagnétique de la machine.
- C_r : Le couple résistant.
- f : le coefficient de frottement visqueux de la MADA.
- Ω : la vitesse de rotation de l'axe de la MADA.
- J : l'inertie des parties tournantes.

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (I.9)$$

Tel que : P : Nombre de paires de pôles.

I.6.3 Modèle biphasé de la MADA :

I.6.3.1 Transformation de Park :

La transformation de R.H.Park appelée souvent transformation des deux axes, fait correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires indice o, d'axe directe (indice d), d'axe quadrature (indice q)[9].

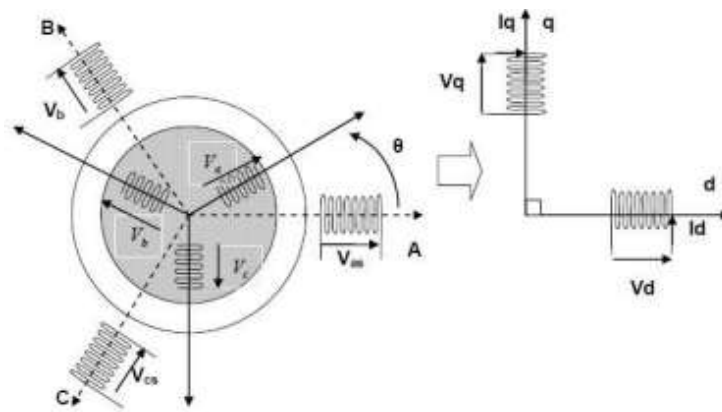


Figure I.5 : Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet de passer d'un système triphasé alternatif (repère (a, b, c)) à un système biphasé constant dans un repère tournant (repère (d,q)).

La transformation de Park (a, b, c) vers (dqo) est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Où :

X_d : est la composante directe.

X_q : est la composante quadratique.

X_0 : est la composante homopolaire (elle est nulle si le système (a,b,c) équilibré).

Le transformé de Park inverse (dqo) vers (a, b, c) est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

La matrice de transformation de Park est définie comme suite :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Et la transformation inverse de Park est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Le modèle de la machine est établi dans le repère des axes (d, q), qui est lié au champ tournant, après l'annulation des composantes homopolaires.

Après la transformation on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

I.6.3.2 Equations électriques de la MADA dans le repère (d,q) :

Le repère fixe au champ tournant appelé référentiel tournant à la vitesse de pulsation

synchrone où: $\theta_s = \theta_r + \theta \rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \rightarrow \omega_s = \omega_r + \omega$ [5]

Au stator :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \quad (I.15)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \quad (I.16)$$

Au rotor :

$$V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \quad (I.17)$$

$$V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} \quad (I.18)$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad \text{et} \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad \text{et} \quad \theta_s = \theta + \theta_r$$

I.6.3.3 Equations des flux :

Au stator :

$$\varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \quad (I.19)$$

$$\varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \quad (I.20)$$

Au rotor:

$$\varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \quad (I.21)$$

$$\varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \quad (I.22)$$

Sou forme matricielle:

Au stator:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

au rotor:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

avec:

$L_s = l_s - M_s$: inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr} = \frac{3}{2} M_{rs}$: mutuelle cyclique entre stator et rotor.

I.6.3.4 Equations mécanique :

Reste inchangée dans le repère de Park :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega_r \quad (I.25)$$

Où :

C_r : couple résistant.

J : le moment d'inertie.

f : coefficient de frottement visqueux.

Ω_r : vitesse de rotation de la machine.

I.6.3.5 Les puissances statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} P_s = (V_{ds}I_{ds} + V_{qs}I_{qs}) \\ Q_s = (V_{qs}I_{ds} - V_{ds}I_{qs}) \end{cases} \quad (I.26)$$

$$\begin{cases} P_r = (V_{dr}I_{dr} + V_{qr}I_{qr}) \\ Q_r = (V_{qr}I_{dr} - V_{dr}I_{qr}) \end{cases} \quad (I.27)$$

I.6.4 Choix du référentiel :

Pour analyser les régimes transitoires des machines électriques, il est important de choisir un système de référence qui simplifie au maximum les équations, sans changer le résultat final. En effet, selon le choix de repère, les calculs peuvent être plus ou moins complexes. Le repère (d,q) est une base qui permet de définir d'autres systèmes spécifiques. Par la suite, les composantes homopolaires sont supposées être nulles [8] :

- Référentiel fixé par rapport au stator : $\omega_{coor} = 0$
- Référentiel fixé par rapport au rotor : $\omega_{coor} = \omega_r$
- Référentiel fixé par rapport au champ tournant : $\omega_{coor} = \omega_s$

a. Référentiel lié au stator :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega \quad (I.28)$$

Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il est utilisé en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation [9].

b. Référentiel lié au rotor :

Ce référentiel, appelé souvent stationnaire, est caractérisé par la relation suivante :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad (I.29)$$

Ce référentiel est intéressant pour les problèmes des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante [9].

c. Référentiel lié au champ tournant :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = g \cdot \omega_s = \omega_r \quad (I.30)$$

Ce type de référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs à fréquence variable. Son modèle permet d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent d'où la facilité de régulation. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande des machines [9].

I.6.5 Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état :

Les variables de contrôle pour la machine asynchrone à double alimentation sont les tensions statoriques et rotoriques. Si l'on considère les courants statorique et rotorique comme vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA peut être décrit par l'équation d'état suivante [1] :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.31)$$

Avec :

X : vecteur d'état du système

A : matrice d'évolution' d'état du système.

B : matrice de commande.

U : vecteur de commande

Où :

$$X = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T$$

$$U = [V_{sd} \ V_{sq} \ V_{rd} \ V_{rq}]^T$$

Pour la représentation matricielle :

$$\begin{bmatrix} Ls & 0 & M & 0 \\ 0 & Ls & 0 & M \\ M & 0 & Lr & 0 \\ 0 & M & 0 & Lr \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} ids \\ iqs \\ idr \\ iqr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Rs & \omega s Ls & 0 & \omega s M \\ -\omega s Ls & -Rs & -\omega s M & 0 \\ 0 & (\omega s - \omega)M & -Rr & (\omega s - \omega)Lr \\ -(\omega s - \omega)M & 0 & -(\omega s - \omega)Lr & -Rr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ids \\ iqs \\ idr \\ iqr \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vds \\ Vqs \\ Vdr \\ Vqr \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} ids \\ iqs \\ idr \\ iqr \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Ls & 0 & M & 0 \\ 0 & Ls & 0 & M \\ M & 0 & Lr & 0 \\ 0 & M & 0 & Lr \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -Rs & \omega s Ls & 0 & \omega s M \\ -\omega s Ls & -Rs & -\omega s M & 0 \\ 0 & (\omega s - \omega)M & -Rr & (\omega s - \omega)Lr \\ -(\omega s - \omega)M & 0 & -(\omega s - \omega)Lr & -Rr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ids \\ iqs \\ idr \\ iqr \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} Ls & 0 & M & 0 \\ 0 & Ls & 0 & M \\ M & 0 & Lr & 0 \\ 0 & M & 0 & Lr \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Vds \\ Vqs \\ Vdr \\ Vqr \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.33)$$

On pose :

$$[L] = \begin{bmatrix} Ls & 0 & M & 0 \\ 0 & Ls & 0 & M \\ M & 0 & Lr & 0 \\ 0 & M & 0 & Lr \end{bmatrix}$$

$$[E] = \begin{bmatrix} -Rs & \omega s Ls & 0 & \omega s M \\ -\omega s Ls & -Rs & -\omega s M & 0 \\ 0 & (\omega s - \omega)M & -Rr & (\omega s - \omega)Lr \\ -(\omega s - \omega)M & 0 & -(\omega s - \omega)Lr & -Rr \end{bmatrix}$$

Alors :

$$\dot{X} = [L]^{-1} \cdot [E] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \quad (I.34)$$

Par analogie de l'équation (I.30) avec l'équation (I.27) on trouve :

$$A = [L]^{-1} \cdot [E]$$

$$B=[L]^{-1}$$

La matrice $[E]$ peut être écrite comme suit :

$$[E] = -[E_1] - \omega_s.[E_2] + \omega_s.[E_3]$$

Avec :

$$[E_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, \quad [E_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix}, \quad [E_3] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix}$$

I.7 Conclusion :

Ce chapitre présenté la structure et les applications de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), utilisée notamment dans les secteurs de l'éolien, ainsi que dans les systèmes de variation de vitesse. Son fonctionnement en mode génératrice a été examiné, mettant en avant ses avantages et ses limites.

Il a également abordé la modélisation mathématique de la MADA et son système d'alimentation. Pour simplifier les équations différentielles, certaines hypothèses ont été posées et la transformation de Park a été appliquée, permettant de convertir le système triphasé en un modèle biphasé plus facile à analyser et à simuler.

Le prochain chapitre se concentrera sur l'étude théorique des principales méthodes appliquées aux MADA en mode connecté au réseau et en mode autonome.

Les méthodes de commande seront présentées :

- La commande vectorielle par flux orienté.
- La commande directe du couple.
- La commande directe du puissance.
- La commande directe de tension.
- La commande indirecte par orientation du flux statorique.

Chapitre II :

Etude théorique des méthodes de
commande de la Génératrice
Asynchrone à Double Alimentation.

Chapitre II :

Etude théorique des méthodes de commande du la GADA.

II.1 Introduction :

Presque toutes les méthodes de commande avancées développées pour l'étude des machines asynchrones depuis 1974 peuvent être appliquées au génératrice asynchrone à double alimentation (GADA).

Cependant, la commande du GADA est plus complexe que celle d'un moteur asynchrone standard, car elle nécessite le contrôle simultané du stator et du rotor [9].

En mode connecté au réseau, il ne suffit pas de maximiser l'énergie extraite, il faut aussi répondre aux exigences du réseau telles que le support de tension en cas de défaut (Low Voltage Ride Through - LVRT) et la fourniture de puissance réactive lorsque cela est requis. Pour cette raison, plusieurs stratégies de commande efficaces ont été développées et sont largement utilisées dans les systèmes d'énergie éolienne basés sur la GADA, telles que la commande vectorielle (FOC), la commande directe du couple (DTC) et la commande directe de la puissance (DPC) [9].

Chaque méthode sera présentée brièvement dans ce chapitre, en mettant évidence ses principe de fonctionnement, ses avantages et ses limites.

II.2 Méthodes de commande appliquées à la GADA en mode connecté au réseau :

Dans le mode de fonctionnement connecté au réseau, la commande de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) vise principalement à maximiser l'extraction de puissance du vent tout en respectant les contraintes du réseau électrique, notamment en termes de stabilité de tension et de réactivité en cas de défauts.

La figure II.1 représente les différentes stratégies de commande utilisées pour la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) :

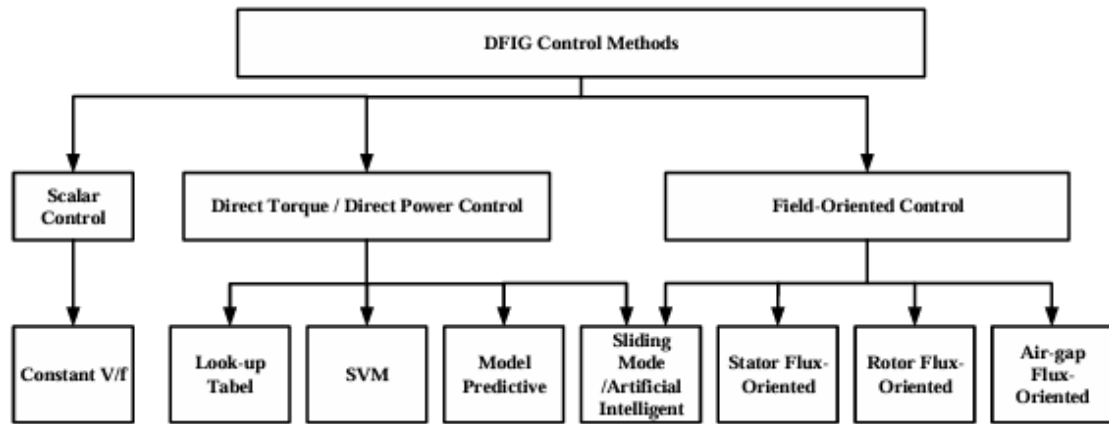


Figure II.1 : Classification des méthodes de commande du GADA.

II.2.1 Commande Vectorielle par Flux Orienté :

Le commande flux orienté (FOC) appliqué aux générateurs asynchrones à double alimentation (GADA) connectés au réseau est basé sur le même principe que celui utilisé pour la machine à courant continu à excitation séparée. Dans cette dernière, le flux de champ est perpendiculaire au flux d'induit, permettant ainsi un découplage naturel entre le contrôle du couple et celui du flux. Ce concept a été étendu aux machines asynchrones en utilisant la transformation des grandeurs triphasées (abc) en un repère tournant (dq), ce qui permet de projeter les grandeurs alternatives en variables continues [9], [10]

Dans le cas du DFIG, le convertisseur côté rotor est connecté aux enroulements du rotor, et le contrôle est effectué dans un repère tournant aligné soit avec le flux statorique (orientation flux statorique), soit avec le flux de l'entrefer. Le courant rotorique de référence est calculé à partir des références de puissance active P_s^* et réactive Q_s^* [9].

Ensuite, ce courant est décomposé en deux composantes :

- La composante directe I_{dr} : responsable de la production du flux.
- La composante en quadrature I_{qr} : qui agit directement sur le couple, et liée au contrôle de la puissance.

La puissance active P est contrôlée en ajustant I_{qr} , tandis que la puissance réactive Q est contrôlée via I_{dr} , permettant ainsi un contrôle découplé de ces deux grandeurs essentielles [12]

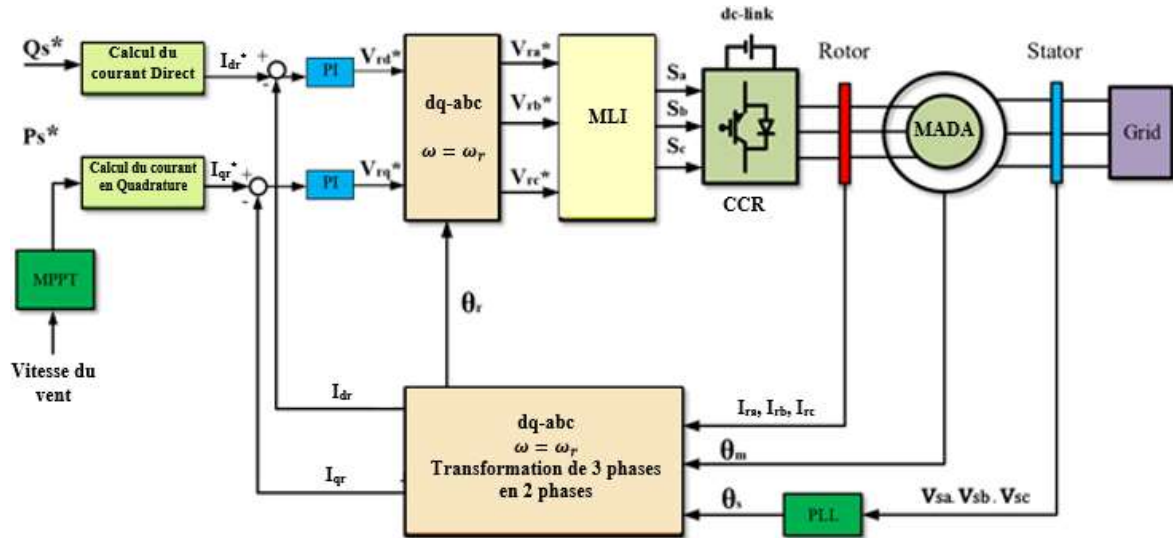


Figure II.2 : Schéma de la commande vectorielle du GADA connecté au réseau.

II.2.2 Limitations de la Commande Vectorielle :

La commande vectorielle (FOC) appliquée aux GADA nécessite des transformations complexes entre les repères stationnaires et synchrones, ainsi qu'une connaissance précise des paramètres de la machine, tels que les résistances et inductances du stator et du rotor, ainsi que l'inductance mutuelle. Toute divergence entre les valeurs réelles et celles utilisées dans le système de commande peut entraîner une dégradation significative des performances [9].

De plus, les régulateurs de courant du rotor doivent être soigneusement réglés pour assurer une bonne réponse dynamique.

L'estimation précise du flux statorique représente également une difficulté, ce qui a poussé les chercheurs à explorer des stratégies alternatives basées sur l'orientation par la tension du réseau [9], [13].

Ces limitations ont motivé le développement d'une méthode de commande plus récente, moins dépendante des paramètres de la machine et nécessitant moins d'efforts de réglage : la commande directe du couple (DTC).

II.2.3 Commande Directe du Couple (DTC) :

Afin de réduire la complexité de la commande et les efforts de réglage associés à la commande vectorielle (FOC), les techniques de la commande vectorielle ont été développées à la fin des années 1980 pour les moteurs à cage d'écureuil, et après étendue aux Générateurs asynchrones à double alimentation (GADA) en 2002 [9].

La DTC repose sur une représentation en vecteurs spatiaux des tensions alternatives pouvant être générées par le convertisseur côté rotor, utilisé ici comme un onduleur de tension à deux niveaux, la figure I.3 montre le schéma de base de cette méthode.

La partie commande de la DTC comprend trois blocs :

- Un bloc d'estimation.
- Des régulateurs à hystérésis.
- Une table de commutation.

Les variables contrôlées sont le flux rotorique Ψ_r^* et le couple électromagnétique T_e^* qui sont commandés par des régulateurs à hystérésis [9]. Les vecteurs spatiaux du flux statorique et rotorique tournent soit dans le sens horaire (sous-synchrone), soit dans le sens antihoraire (sur-synchrone), formant un angle appelé « angle de couple », estimé dans le bloc d'estimation à l'aide des courants du rotor et du stator. Le couple effectif est aussi estimé à partir des valeurs mesurées des courants et tensions du stator et du rotor [14].

En modifiant l'angle entre les vecteurs de flux statorique et rotorique, il devient possible de contrôler le couple. Pour influencer la trajectoire et l'amplitude du flux rotorique, différents vecteurs de tension issus de la DTC sont injectés dans le rotor de la machine. Le couple et le flux de référence sont comparés à leurs valeurs réelles, puis passent respectivement par des régulateurs à hystérésis à trois niveaux et à deux niveaux. Ces derniers génèrent des signaux d'erreur permettant à la table de commutation de sélectionner le vecteur de tension rotorique approprié [11].

Ces vecteurs sont fournis par le convertisseur de tension à deux niveaux, appelé convertisseur côté rotor, qui alimente les enroulements du rotor [9].

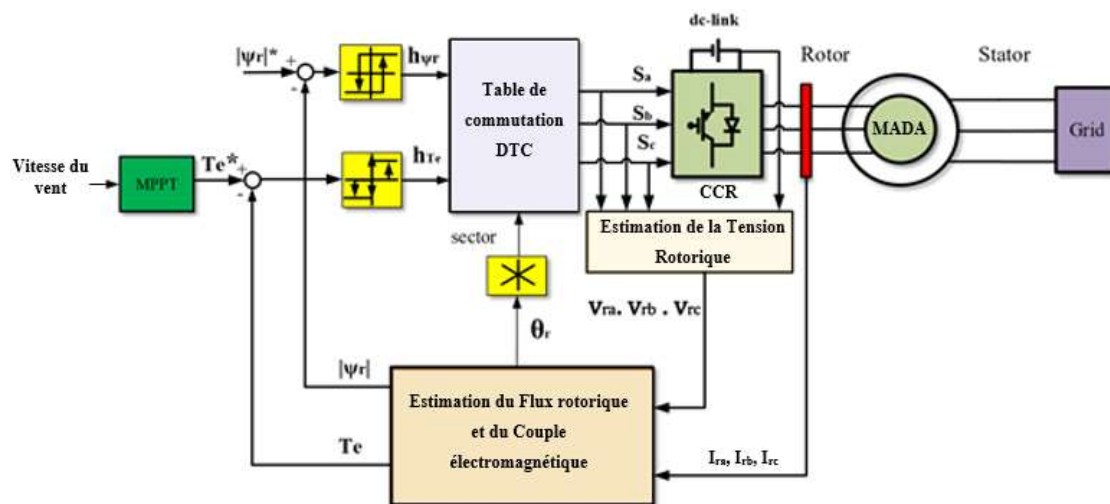


Figure II.3: Schéma de la commande direct du couple DTC.

II.2.4 Limitations de la Commande Direct du Couple (DTC) :

Les problèmes de la méthode DTC (Commande Direct du Couple) sont les suivants :

- Des performances très médiocres lors du démarrage et en fonctionnement à basse vitesse.
- La variation de la fréquence de commutation du convertisseur complique la conception du circuit de puissance.
- Des ondulations dans le flux et le couple.

Ces ondulations sont principalement dues à l'utilisation d'un tableau de commutation prédéfini et d'un régulateur hystérésis.

Pour remédier à ces inconvénients, des stratégies DTC modifiées, intégrant la modulation par vecteur spatial (SVM), ont été utilisées afin d'obtenir une fréquence de commutation constante [11].

II.2.5 Commande Directe du Puissance (DPC) :

Basé sur la commande directe du couple (DTC), la technique de commande directe de la puissance (DPC) a été développée il y a plus d'une décennie pour contrôler les redresseurs triphasés [9].

Dans l'approche DPC, les signaux variables principaux sont la puissance active P_s^* et la puissance réactive Q_s^* [15].

De plus, dans le DPC, il existe un bloc et il n'est pas nécessaire d'estimer les variables de contrôle car la puissance active et réactive du stator peut être calculée à l'aide des tensions et courants du stator [16].

La figure II.4 montre le schéma de base de la commande directe de la puissance (DPC). Comme indiqué, le DPC repose sur la façon dont les vecteurs de commutation de l'onduleur sont sélectionnés à partir du tableau de commutation DPC en utilisant la position du flux du rotor ou du stator, et les erreurs dans les puissances active et réactive. Ainsi, des performances élevées, une robustesse et une faible sensibilité aux variations des paramètres du système peuvent être considérées comme les principaux avantages de la méthode DPC [9].

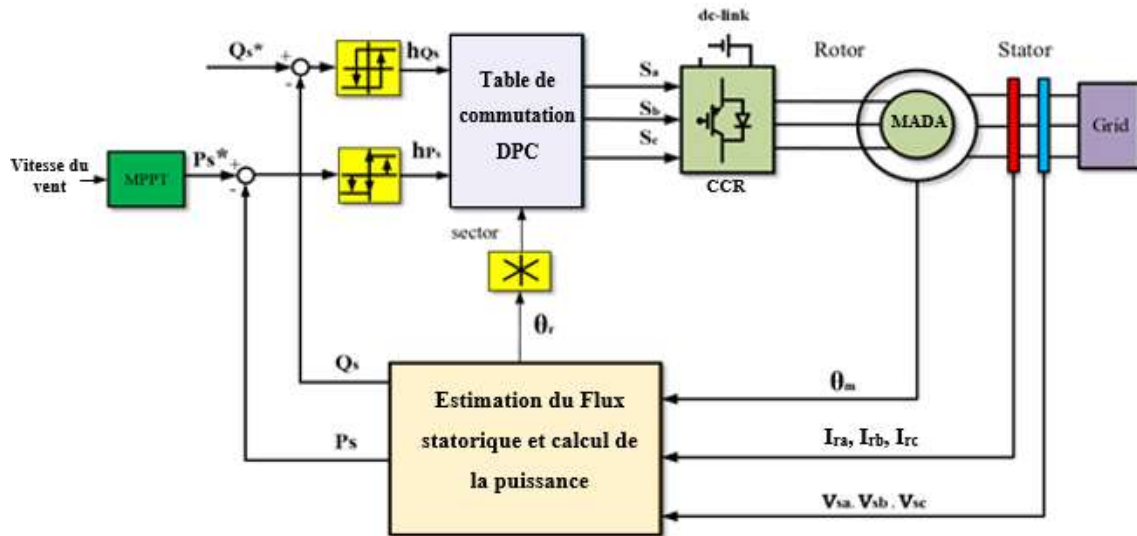


Figure II.4 : Schéma de la commande directe du puissance.

II.2.6 Limitations de la Commande Directe du Puissance (DPC) :

La commande directe du puissance (DPC) ne nécessite pas les informations relatives aux courants du rotor ni de bloc d'estimation des variables de commande.

La méthodes DPC offrent de hautes performances dynamiques grâce à l'utilisation de régulateurs basés sur l'hystérésis. Cependant, cette approche présente certains inconvénients tels que de fortes ondulations dans le couple ou la puissance générée, ainsi qu'une fréquence de commutation non constante, ce qui engendre un comportement non linéaire du système [11].

De plus, la fréquence de commutation du convertisseur côté rotor est fortement influencée par la vitesse de l'arbre du rotor, en raison principalement de la pente de puissance qui dépend de cette vitesse. Une fréquence de commutation variable peut aussi provoquer un bruit acoustique d'intensité variable, une répartition non uniforme des pertes de commutation sur les interrupteurs de l'onduleur, et des courants contenant des composantes harmoniques non déterministes [16].

Pour ces raisons, de nombreux chercheurs se sont penchés sur l'amélioration de méthode DPC pour les génératrices asynchrones à double alimentation (DFIG), dans le but de réduire les ondulations de sortie et de maintenir une fréquence de commutation constante au niveau du convertisseur côté rotor [9].

Parmi ces améliorations, on trouve [9] :

- L'utilisation de la modulation vectorielle spatiale (SVM)
- La technique de modulation vectorielle discrète (DSVM)
- La commande directe prédictive de la puissance (PDPC)

- Le contrôle par mode glissant (SMC)
- La logique floue (Fuzzy Logic), en remplaçant le régulateur à hystérésis et la table de commutation classique par un régulateur basé sur la logique floue.

Toutes ces contributions ont permis d'améliorer les performances du DPC, mais elles ont également abouti à des schémas de commande plus complexes.

II.3 Méthodes de la commande appliquées à la GADA en mode autonome :

Le contrôle en mode autonome du générateur asynchrone à double alimentation (GADA) devient essentiel en l'absence de réseau, comme dans les zones isolées ou en cas de panne de courant.

Contrairement au mode connecté au réseau, où la tension et la fréquence sont imposées par celui-ci, en mode autonome, le DFIG doit générer une tension et une fréquence stables pour alimenter les charges.

Il y a deux principales techniques de commande sont couramment utilisées dans ce mode :

- La commande directe de la tension (DVC) : il permet de réguler directement la tension et la fréquence au niveau du stator, sans nécessiter la mesure de la vitesse de l'arbre, qui est estimée à partir de l'erreur de fréquence du stator comme illustré à la figure II.6 [7].

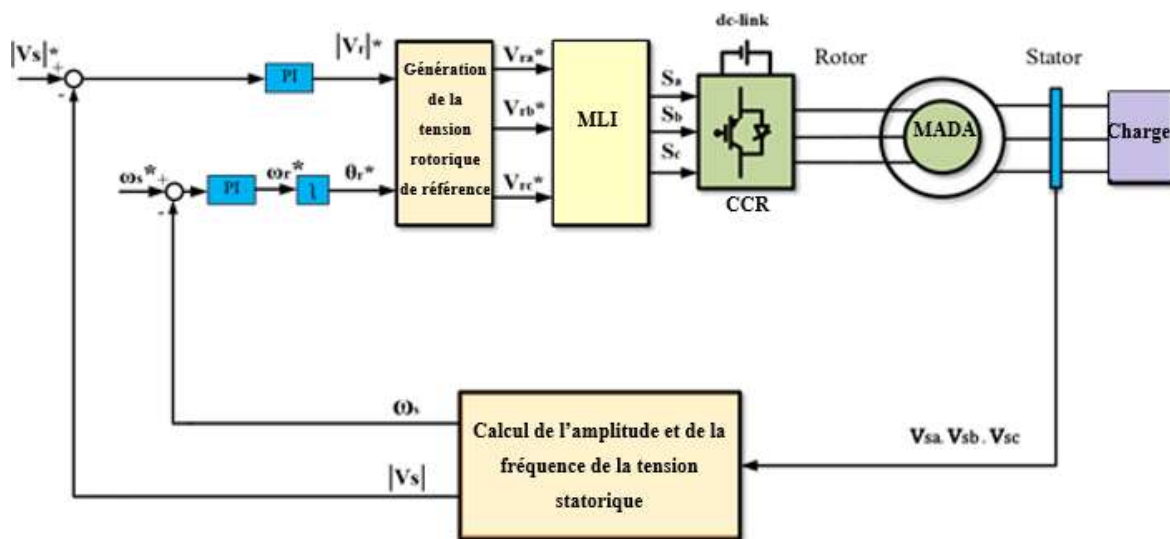


Figure II.5 : La commande directe de la tension.

- La commande indirecte par orientation du flux statorique (ISFO) : dans cette méthode, le repère est aligné selon le flux statorique, et la composante directe du courant rotorique est calculée à partir du courant de magnétisation via un régulateur PI [7].

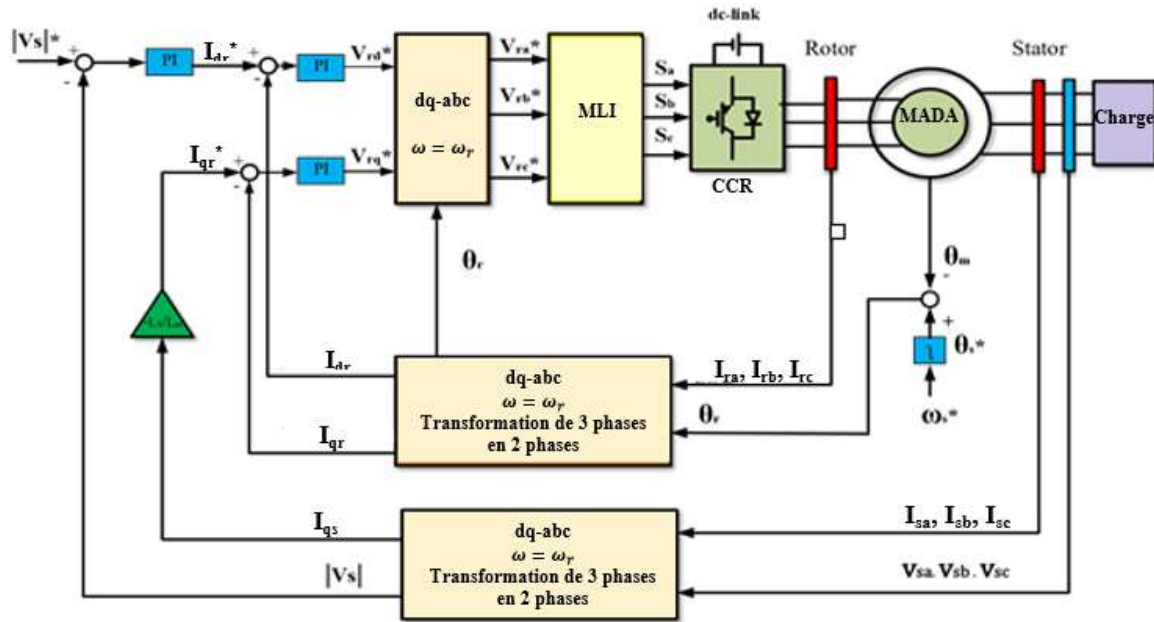


Figure II.6 : Commande indirecte par orientation du flux statorique.

Ces deux approches offrent des moyens efficaces de contrôle dans les systèmes de génération autonomes à base de DFIG, et seront détaillées dans le chapitre III.

II.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude théorique des principales méthodes de commande appliquées aux génératrices asynchrone à double alimentation (GADA).

Le prochain chapitre se concentrera sur la commande vectorielle (FOC) de la MADA en mode autonome.

Trois méthodes de commande seront présentées :

- La commande vectorielle classique basée sur des régulateurs PI internes et la modulation PWM.
- La commande par hystérésis (HCC).
- La commande basée sur la logique floue.

Chapitre III :

Stratégies de la Commande Vectorielle (GADA) en mode autonome.

Chapitre III :

Les stratégies de la Commande Vectorielle de (GADA) en mode autonome.

III.1 Introduction :

Actuellement, l'utilisation la plus courante du GADA se fait dans les éoliennes connectées au réseau, mais les générateurs qui fonctionnent en mode autonome représentent une solution prometteuse pour les systèmes énergétiques dans les zones isolées.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux différentes stratégies de la commande vectorielle appliquées au générateur asynchrone à double alimentation (GADA) fonctionnant en mode autonome. Ce mode de commande constitue l'une des approches les plus efficaces pour optimiser les performances des générateurs.

Nous aborderons la commande vectorielle directe, la commande vectorielle indirecte, ainsi qu'une approche plus avancée basée sur la logique floue. Chaque méthode sera présentée sur le plan théorique en mettant ses principes de fonctionnement sans inclure les résultats de simulation à ce stade.

III.2 Commande Vectorielle des Génératrices Asynchrones à Double Alimentation (GADA) :

Le but de la commande vectorielle est de contrôler la machine asynchrone de la même manière qu'une machine à courant continu à excitation séparée, où il existe un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et la grandeur liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une large plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent [17].

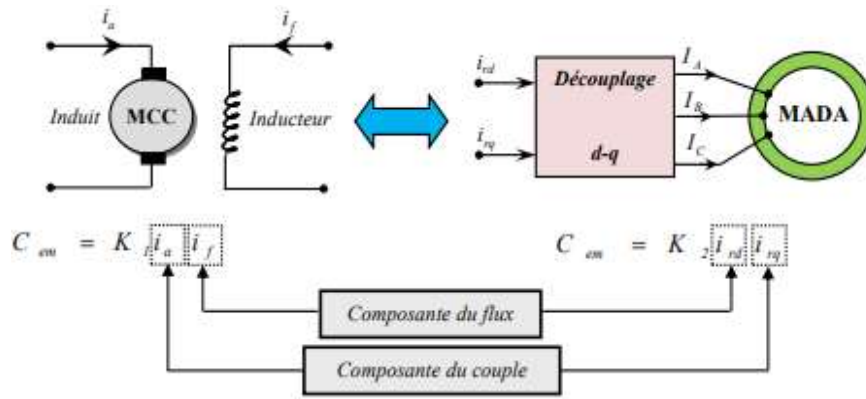


Figure III.1 : Schéma de principe du découplage de la MADA par analogie avec la MCC.

III.2.1 Commande Vectorielle de la MADA en mode Autonome (stand-alone) :

Comme mentionné dans la littérature sur le mode connecté au réseau du générateur asynchrone à double alimentation (MADA), le stator est connecté à une tension de réseau rigide, ce qui fournit les vecteurs de puissance utilisés dans la boucle de régulation. Cependant, en cas d'absence de tension du réseau due à une défaillance ou à l'électrification d'une zone isolée sans réseau, les stratégies de contrôle en mode connecté ne sont plus valables. Ces situations sont connues sous le nom de mode autonome (Stand-Alone Mode) de DFIG, où la tension du réseau n'est pas appliquée au stator [9].

En mode autonome, la MADA est directement connectée à la charge. C'est-à-dire, la qualité de la tension d'alimentation dans le système MADA-Autonome est un important problème. La stratégie de contrôle adoptée dans ce système vise à maintenir l'amplitude et la fréquence de la tension générée au stator de la machine. Pour atteindre cet objectif, une commande vectorielle orientée selon le flux statorique sera mise en œuvre [18].

La structure générale du système étudié est présentée sur la figure II.2. Un convertisseur Back-to-Back, comprenant deux convertisseurs alimentés en tension avec des interrupteurs IGBT, est utilisé dans cette configuration. Ces convertisseurs sont appelés convertisseurs côté charge (LSC) et convertisseur côté rotor (RSC) [9].

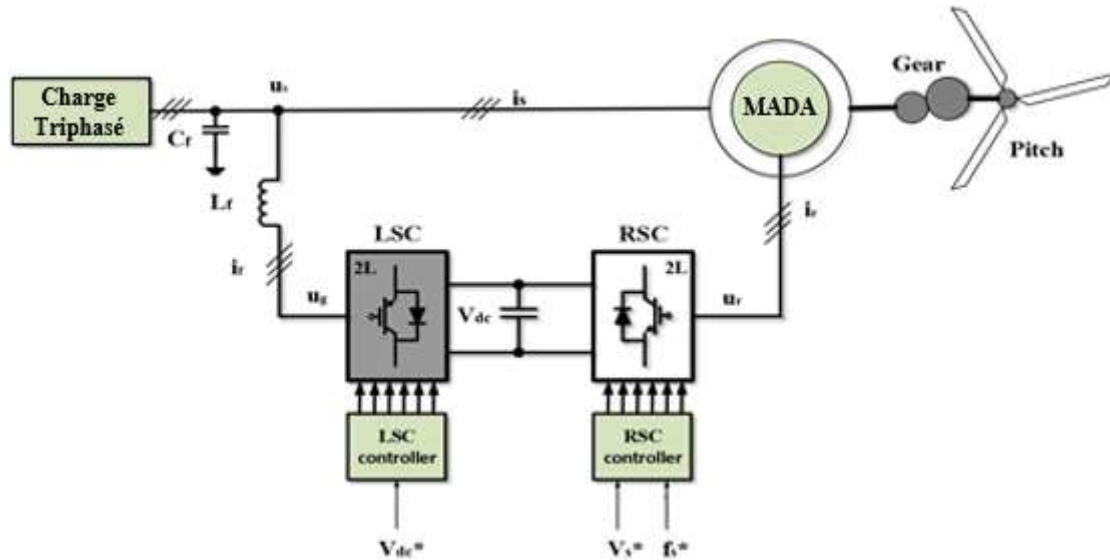


Figure III.2 : Schéma bloc de la MADA dans une installation autonome.

III.2.2 Schéma équivalent du MADA en mode autonome :

La stratégie de commande du MADA en mode autonome fonctionne comme une source de tension est basée sur la commande vectorielle. Le convertisseur côté rotor contrôle la tension du stator par les grandeurs rotoriques. Le convertisseur côté stator doit maintenir une tension constante du bus continu indépendamment de la direction de la puissance du rotor [18]. Le circuit équivalent du MADA utilisant dq en rotation synchrone est illustré à la figure III.3.

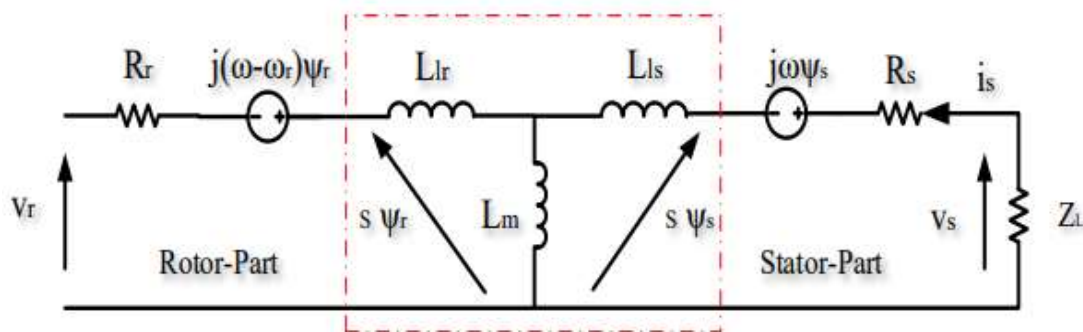


Figure III.3 : Circuit équivalent de la MADA dans un le repère dq.

Tel que :

$$L_s = L_{ls} + L_m$$

$$L_r = L_{lr} + L_m$$

L_{ls} : l'inductance de fuite du stator.

L_{lr} : l'inductance de fuite du rotor.

III.2.3 Commande par Orientation du Flux Statorique (SFOC) :

Dans le schéma SFOC, les courants des deux axes du rotor (I_{dr}^* et I_{qr}^*) sont contrôlés indépendamment dans un repère dq synchronisé avec les vecteurs de flux du stator. Le bon fonctionnement de ce schéma dépend d'une estimation précisée de la position du vecteur de flux.

Généralement, on néglige la chute de tension résistive du stator, et on considère que le vecteur de flux est en retard de 90° par rapport au vecteur de tension du stator. Depuis, le vecteur de flux est aligné avec l'axe d [9].

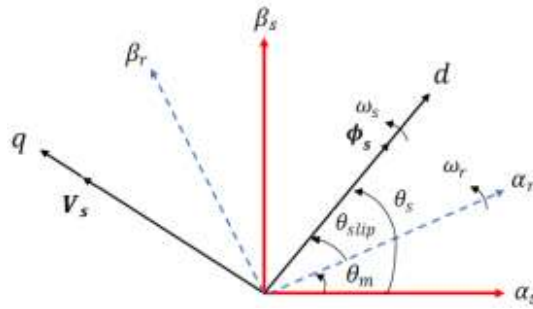


Figure III.4 : Orientation de l'axe d sur le flux statorique.

Avec : α_r : l'axe lié à la phase rotor, α_s : l'axe lié à la phase stator.

En adoptant l'hypothèse d'une résistance statorique R_s négligeable et que le flux statorique est constant et orienté selon l'axe d, on déduit :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} = \varphi_s \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec le découplage, les équations des tensions du stator et du rotor peuvent être simplifiées comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s = \omega_s \varphi_{ds} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

À partir des équations (III.1), il est possible de déduire la relation entre les courants du rotor et du stator de la machine comme suit :

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{\varphi_{ds}}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} I_{dr} \\ I_{qs} = -\frac{L_m}{L_s} I_{qr} \end{cases} \quad (III.5)$$

Les équations de flux rotorique sont :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r \sigma I_{dr} + \frac{L_m}{L_s} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \sigma I_{qr} \end{cases} \quad (III.6)$$

Tel que : $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ (coefficient de dispersion de Blondel)

Les équations de tension du rotor définies comme suit :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + L_r \sigma \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_r L_r \sigma I_{qr} + \frac{L_m}{L_s} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + L_r \sigma \frac{dI_{qr}}{dt} - \omega_r L_r \sigma I_{dr} + \omega_r \frac{L_m}{L_s} \varphi_{ds} \end{cases} \quad (III.7)$$

Les équations reliant le courant statorique au courant rotorique sont :

$$\begin{cases} \frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} (V_{dr} - R_r I_{dr} + \omega_r L_r \sigma I_{qr} - \frac{L_m}{L_s} \frac{d\varphi_{ds}}{dt}) \\ \frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} (V_{qr} - R_r I_{qr} - \omega_r L_r \sigma I_{dr} - \omega_r \frac{L_m}{L_s} \varphi_{ds}) \end{cases} \quad (III.8)$$

L'équation de couple électromagnétique :

$$C_{em} = -p \frac{L_m}{L_s} (\varphi_{qs} I_{dr} - \varphi_{ds} I_{qr}) \quad (III.9)$$

D'après l'équations (III.1), nous obtenons :

$$C_{em} = -p \frac{L_m}{L_s} \varphi_{ds} I_{qr} \quad (III.10)$$

Les équations de la puissance active et la puissance réactive statorique :

$$\begin{aligned} P_s &= V_{qs} I_{qs} \\ Q_s &= V_{qs} I_{ds} \end{aligned} \quad (III.11)$$

En combinant ces équations avec l'équation (III.5), nous obtenons

$$\begin{aligned} P_s &= -V_{qs} \frac{L_m}{L_s} I_{qr} \\ Q_s &= V_{qs} \frac{\varphi_{ds}}{L_s} - V_{qs} \frac{L_m}{L_s} I_{dr} \end{aligned} \quad (III.12)$$

III.2.4 Contrôle du convertisseur côté rotor :

L'objectif principale de la commande de la MADA en mode autonome est la régulation de la tension et la fréquence à une vitesse variable du MADA et/ ou à des charges différentes. Le convertisseur coté rotor est contrôlé par orientation du flux statorique, et la tension de sortie aux bornes du stator du MADA est régulée par le coutant (I_{dr}). Le courant de rotor de référence d'axe direct (I_{dr}^*) est obtenu à partir de l'erreur de tension V_s^* et V_s respectivement à travers le régulateur (PI). Tel qu'illustré dans la figure III.5.

L'amplitude de la tension statorique est calculée comme suit :

$$|V_s| = \sqrt{(V_{ds}^2 + V_{qs}^2)} \quad (III.13)$$

La composante du courant de rotor I_{qr}^* est calculée à partir de la composante du courant de stator I_{qs}^* sous la forme :

$$I_{qr}^* = -\frac{L_s}{L_m} I_{qs}^* \quad (III.14)$$

Les courants du rotor de référence des axes d et q (I_{ds}^* et I_{qs}^*) sont convertis en trios courants de rotor de référence de phase I_{rabc}^* en utilisant la transformation de park inverse [18].

La figure III.5 présente le schéma bloc global pour l'ajustement des gains Kp et Ki du régulateur PI associé à la commande directe de la tension de la MADA-Autonome.

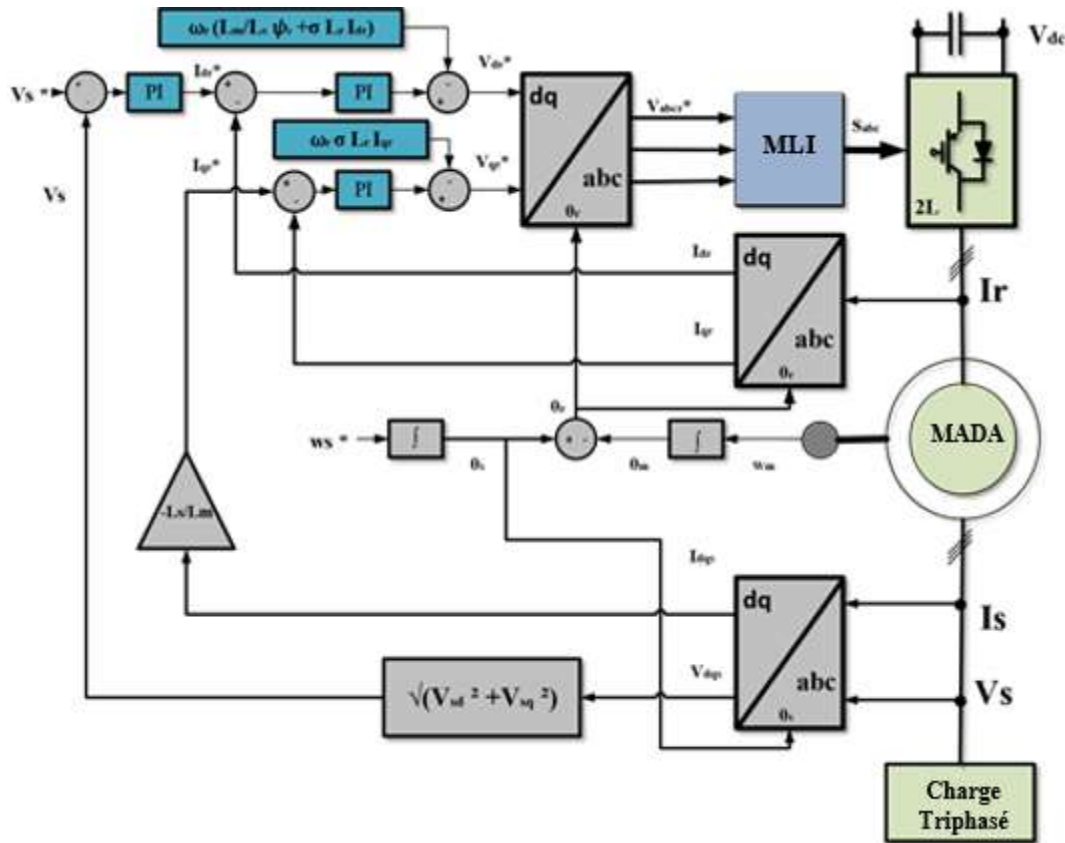


Figure III.5 : Schéma bloc de contrôle direct par tension de MADA-autonome MLI.

Le contrôle est assuré par trois régulateurs PI : pour assurer la régulation des composantes de la tension statorique (V_s) et les deux composantes du courant rotorique (I_{dr} , I_{qr}) comme montré sur la figure III.5.

L'erreur dans l'amplitude de la tension du stator constitue l'entrée du régulateur PI externe. La sortie de ce régulateur est la référence du courant de rotor sur l'axe d. Cette référence de courant du rotor est ensuite comparée au courant réel du rotor sur l'axe d par l'intermédiaire du régulateur PI interne. La référence de la tension du rotor sur l'axe d est obtenue en soustrayant la sortie du régulateur PI des termes de couplage, comme indiqué dans la figure III.5 [9].

Concernant l'axe q, la référence du courant est déterminée de manière à aligner le flux magnétique de l'axe d avec l'axe d du repère de référence synchrones dq. Ensuite, la référence du courant du rotor sur l'axe q est comparée à sa valeur mesurée dans le régulateur PI interne. La sortie de ce régulateur est ensuite ajoutée aux termes de couplage, comme montré dans la figure III.5, pour obtenir la référence de la tension du rotor sur l'axe q.

Les références de tension des axes d et q sont ensuite transformées dans le repère abs/dq. Ces références de tensions du rotor selon les axes d et q sont ensuite envoyées à la fonction PWM pour générer les signaux de commande [9].

Comme le montre la figure III.5, les termes de découplage sont utilisés dans les deux boucles de contrôle du courant afin de contrôler indépendamment I_d et I_q . les termes de découplage $\omega_r L_r I_d$ et $\omega_r L_r I_q$ sont dérivés des deux équations de tension du MADA :

$$\theta_r(t) = \int_0^t \omega_r dt + \theta_r(0) \quad \text{et} \quad J \frac{d\omega_m}{dt} = T_m - T_e$$

Ces deux équations de tension du rotor sont couplées par les termes de découplage :

$$\omega_r \left(\frac{L_m}{L_s} \varphi_s + \sigma L_r I_{dr} \right) \quad \text{et} \quad \omega_r \sigma L_r I_{qr}$$

III.2.5 Synthèse de régulateur PI :

Notre système est corrigé par un régulateur de type proportionnel intégral (PI) dont la fonction de transfert est de la forme $[K_p + \frac{K_i}{s}]$, la figure illustre le schéma fonctionnel de la régulation :

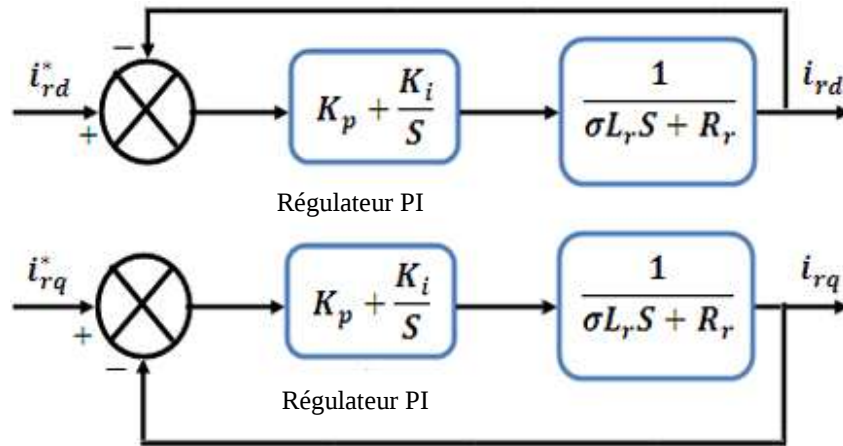


Figure III.6 : Schéma de régulation des courants I_{dr} et I_{qr} .

La FTBO de la figure III.6 sera :

$$FTBO(S) = \left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \cdot \left(\frac{1}{\sigma L_r S + R_r} \right) \quad (III.15)$$

En boucle fermée, on obtient une fonction de transfert du deuxième ordre :

$$FTBF(S) = \frac{\left(\frac{K_p \cdot s + K_i}{\sigma L_r \cdot s^2 + R_r \cdot s}\right)}{1 + \left(\frac{K_p \cdot s + K_i}{\sigma L_r \cdot s^2 + R_r \cdot s}\right)}$$

$$FTBF(S) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{\sigma L_r \cdot s^2 + (K_p + R_r) \cdot s + K_i} \quad (\text{III.16})$$

On a la fonction de transfert sous forme système de deuxième ordre est :

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (\text{III.17})$$

Où :

ξ : le rapport d'amortissement.

ω_n : la pulsation propre.

Par analogie de l'expression (III.17) avec l'expression (III.16), l'identification terme à terme permet d'écrire :

$$2\xi\omega_n = \frac{(R_r + K_p)}{\sigma L_r} \quad (\text{III.18})$$

$$\omega_n^2 = \frac{K_i}{\sigma L_r} \quad (\text{III.19})$$

Finalement, les relations suivantes donnent les expressions des paramètres K_p et K_i :

$$\frac{8}{T_s} = \frac{(R_r + K_p)}{\sigma L_r} \quad (\text{III.20})$$

$$\left(\frac{4}{T_s}\right)^2 = \frac{K_i}{\sigma L_r} \quad (\text{III.21})$$

$$K_p = \left(2 \left(\frac{4}{T_s}\right)^2 \sigma L_r\right) - R_r \quad (\text{III.22})$$

$$K_i = \left(\frac{4}{T_s}\right)^2 \sigma L_r \quad (\text{III.23})$$

III.2.6 Conception du contrôleur HCC proposé pour un DFIG autonome :

La méthode la plus efficace pour générer des signaux de commande PMW à destination de l'onduleur consiste à utiliser des contrôleurs de courant à hystérésis (HCC). Ce type de commande, également connu sous nom de commande bang-bang, est destiné au contrôle

direct des courants de phase en courant alternatif (AC). Il est très simple au point de vue conceptuel et assez facile à mettre en œuvre [9].

III.2.6.1 Contrôleurs de courant à hystérésis :

Le principe de ce contrôle consiste à maintenir les courants réels à l'intérieur d'une bande de largeur donnée centrée autour des courants de référence. Le signal de commande issu de la différence entre le courant de référence et le courant de mesure est appliqué à l'entrée d'un comparateur à hystérésis. La sortie est alors directement l'ordre de commande des interrupteurs de la branche correspondante de l'onduleur [11].

Comme illustré dans la figure III.7 :

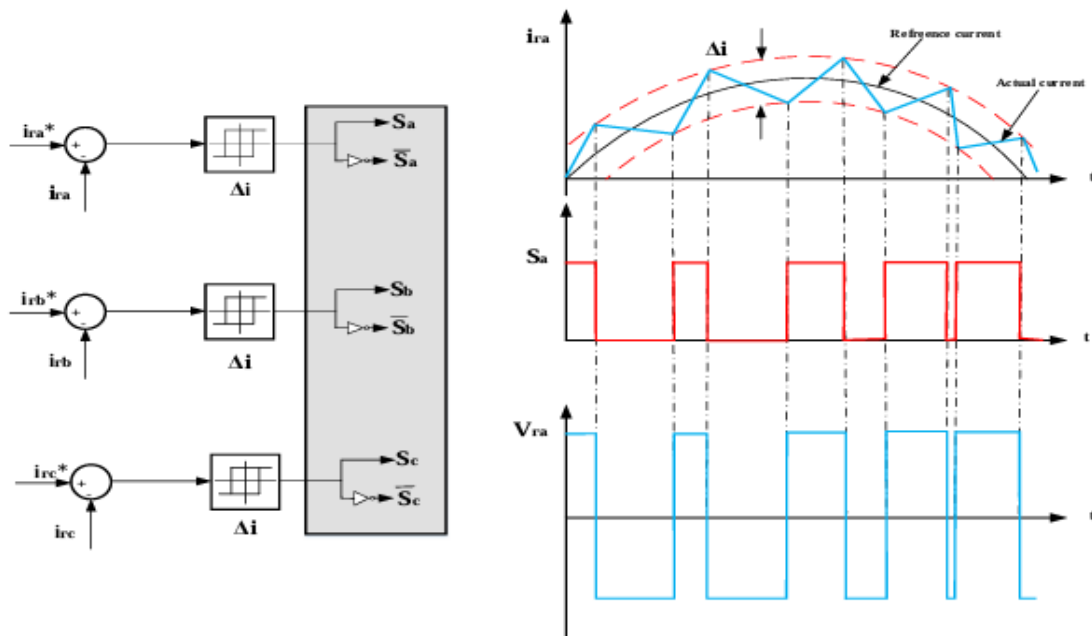


Figure III.7 : Principes du contrôle du courant par hystérésis.

Chaque contrôleur détermine les états de commutation des semi-conducteurs dans chaque bras de l'onduleur de manière à ce que le courant de phase correspondant reste à l'intérieur d'une bande d'hystérésis définie Δi . Les courants de phase mesurés du moteur sont soustraits de leurs signaux de référence, et l'erreur résultante est envoyée aux comparateurs à hystérésis [9].

Si cette erreur tend à dépasser la limite inférieure de la bande d'hystérésis, l'interrupteur supérieur de puissance de la phase concernée est désactivé, et l'interrupteur inférieur est activé. Inversement, si l'erreur tend à dépasser la limite supérieure, l'interrupteur supérieur est activé et l'inférieur est désactivé [9].

Ainsi, plus la bande d'hystérésis est réduite, plus les courants de phase du moteur sont proches d'une forme sinusoïdale. Toutefois, cela entraîne une augmentation de la fréquence de commutation des semi-conducteurs et, par conséquent, des pertes de puissance dans l'onduleur [9].

La performance dynamique de cette approche est considérée comme excellente, car des valeurs de tension maximales sont appliquées pour minimiser les erreurs, et elle n'est limitée que par la vitesse de commutation et la constante de temps de la charge. De plus, cette technique est très simple, offre une robustesse remarquable, ne présente pas d'erreurs de suivi, et elle est très indépendante des paramètres de la charge [9].

Les principaux inconvénients sont :

- Une fréquence de commutation variable.
- Le fait que l'implémentation discrète ne garantit pas que l'erreur reste strictement dans la bande d'hystérésis.
- Le manque d'interaction entre les trois phases, ce qui limite la génération de vecteurs de tension nulle.
- L'augmentation des pertes de commutation à faibles indices de modulation ou à basse vitesse du moteur.

III.2.6.2 Conception proposée du régulateur HCC pour une DFIG en mode autonome :

La figure II.8 présente le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte appliquée à une DFIG en mode autonome. La tension de sortie aux bornes du stator de la MADA est régulée en contrôlant le courant rotorique selon l'axe direct (I_{dr}). Le courant rotorique de référence selon l'axe direct (I_{dr}^*) est obtenu en traitant la tension de référence et la tension mesurée à l'aide d'un régulateur PI. Comme le stator de la MADA est connecté en mode étoile (Y) [9], l'amplitude de la tension statorique est calculée par :

$$|V_s| = \sqrt{(V_{ds}^2 + V_{qs}^2)} \quad (\text{III.24})$$

Ici, la MADA génère uniquement la puissance requise par la charge, donc le système ne fonctionne pas en mode MPPT. Ainsi, la vitesse est ajustée de manière à produire la puissance nécessaire. [11]

La composante active du courant rotorique (I_{qr}) est calculée à partir de la composante active du courant statorique (I_{qs}) comme suit [11]:

$$I_{qr}^* = -\frac{L_s}{L_m} I_{qs}^* \quad (\text{III.25})$$

Les composantes de référence du rotor selon les axes d et q (I_{dr}^* et I_{qr}^*) sont ensuite transformées en courants triphasés de référence I_{rabc}^* à l'aide de la transformation de Park inverse avec l'angle de glissement (θ_r) [11].

Où :

$$\theta_r = \theta_s - \theta_m \quad (\text{III.26})$$

Avec :

θ_s : l'angle calculé par intégration de la vitesse électrique fixe ω_e (314 rad/sec).

θ_m : l'angle électrique du rotor calculé à partir des impulsions de l'encodeur.

Ces courants de référence du rotor (I_{rabc}^*) sont comparés aux courants réels mesurés du rotor (I_{rabc}). L'erreur de commande so,t générées vers le RSC en utilisant le contrôleur de courant à hystérésis [9].

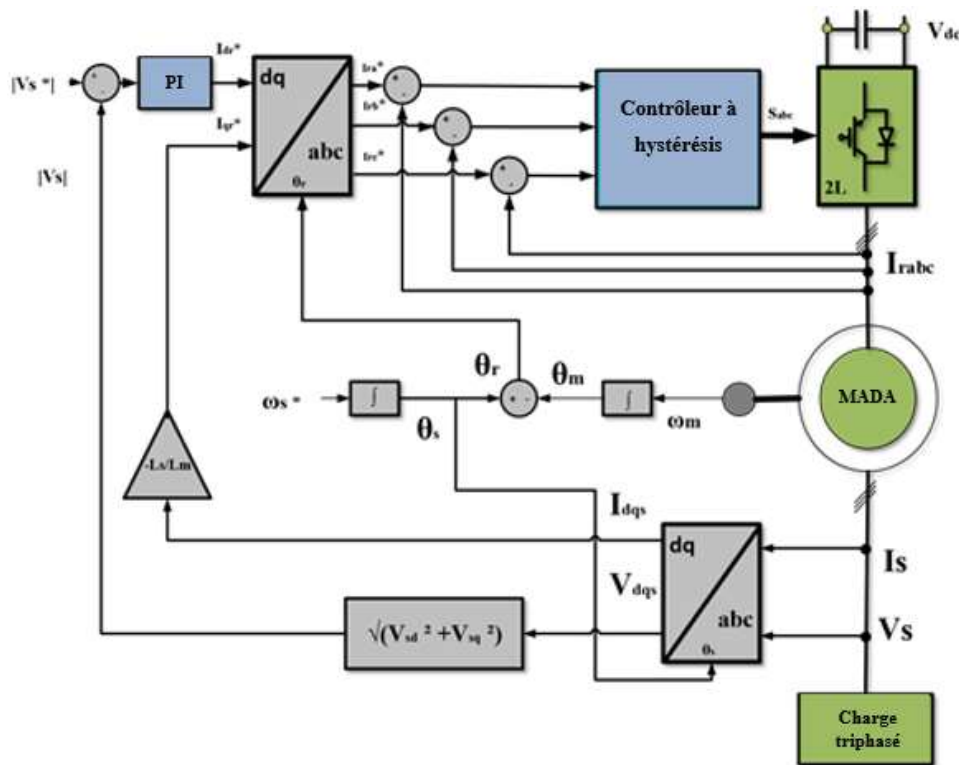


Figure III.8: Schéma bloc de contrôle de tension direct de MADA-autonome HCC.

III.3 Commande par la logique floue :

III.3.1 Introduction :

La logique floue est une nouvelle méthode de réglage qui a été introduite à large échelle au Japon. Cependant, plus récemment elle est de plus en plus appliquée en Europe.

Les méthodes de réglage conventionnelles se basent sur une modélisation adéquate du système et un traitement analytique à l'aide de fonction de transfert ou d'équations d'état. Par contre le réglage par logique floue donne une approche plutôt programmatique, permettant d'inclure les expériences acquises par les opérateurs. Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh de l'université de Californie de Berkeley [22].

III.3.2 Principe de la logique floue :

La logique floue a été introduite en 1965 par le professeur L. Zadeh. Elle permet de représenter un degré d'appartenance pour des variables linguistiques, modélisant ainsi l'observation humaine [21].

A partir des années 70, cette théorie a été appliquée à la commande des systèmes de manière heuristique. Dans les années 80, la communauté des automaticiens a développé une théorie systématique de la commande floue, incluant l'étude de la stabilité [22].

III.3.3 Différentes formes des fonctions d'appartenance :

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles. Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme, mais en général, les fonctions d'appartenance les plus utilisées sont définies par des formes géométriques ou des fonctions [24].

La décision de choisir le nombre exact et le type des fonctions d'appartenance (MFs) dépend de la complexité du problème, et en particulier des caractéristiques de performance souhaitées dans différentes conditions de fonctionnement et paramètres de contrôle tels que le temps de réponse, le dépassement et l'erreur statique [25].

Différentes formes de fonctions d'appartenance peuvent être utilisées dans le contrôle par logique floue, à savoir les fonctions linéaires par morceaux (de type triangulaire ou trapézoïdal), les fonctions en cloche, les fonctions sigmoïdes, etc. [25]

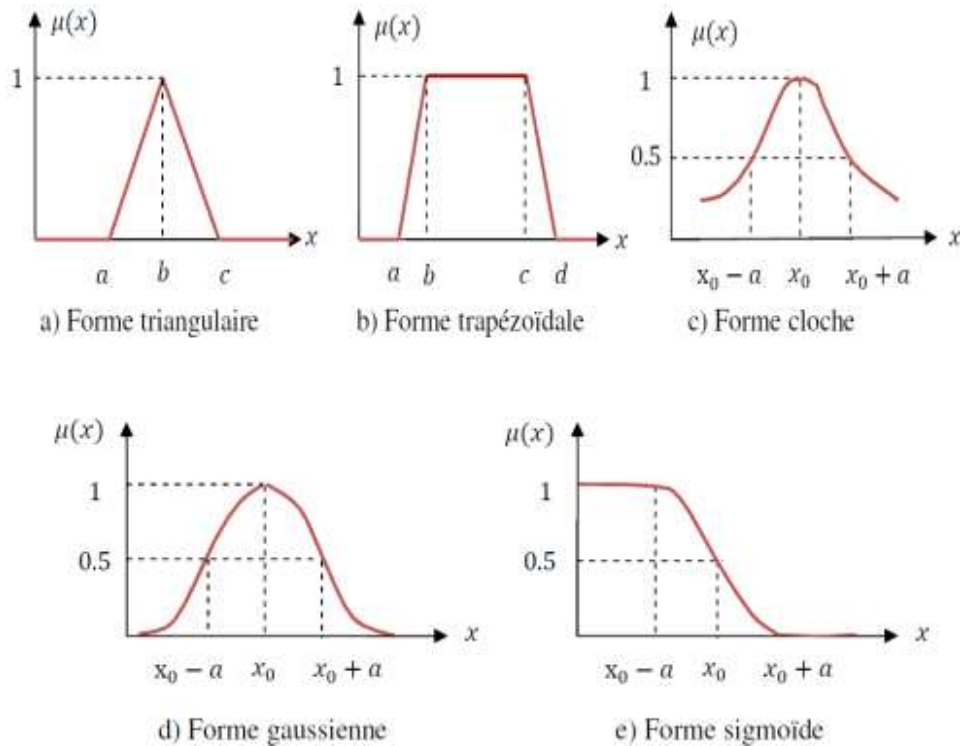


Figure III.9 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

Pour certaines situations, les fonctions d'appartenance sont égales à l'unité pour une seule valeur de la variable et égale à 0 pour les autres comme le montre la figure (II.10). Elles prennent alors le nom de « fonction d'appartenance singleton ». Elle correspond dans le domaine flou à une valeur particulière de cette variable.



Figure III.10 : Fonction d'appartenance singleton.

Dans notre étude, nous avons choisis les fonctions d'appartenance de type triangulaire principalement pour les raisons suivantes :

- Les fonctions d'appartenance triangulaire sont généralement linéaires par nature, et simples à implémenter (décrites uniquement par trois paramètres : a,b et c).
- Les fonctions d'appartenance triangulaires sont souvent utilisées dans les applications, et on les trouve fréquemment citées dans les articles et les livres [24].

III.3.4 Opérateurs utilisés dans la logique floue :

III.3.4.1 Opérateur ET :

L'opérateur ET est réalisé par la formulation du minimum (intersection) des deux fonctions d'appartenance :

$$\mu_{p \cap m} = \min(\mu_p(x), \mu_m(x)) \quad (\text{III.27})$$

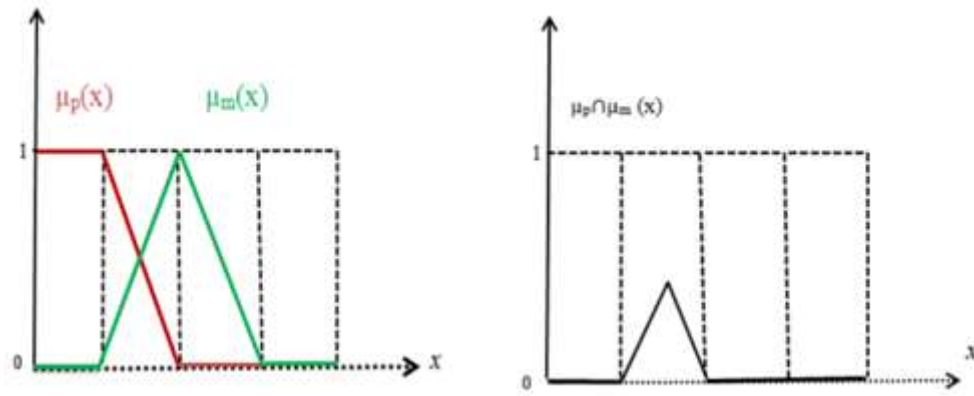


Figure III.11: Opérateur "ET".

III.3.4.2 Opérateur OU :

L'opérateur OU est réalisé par la formulation du maximum (union) des deux fonctions d'appartenance :

$$\mu_{p \cup m} = \max(\mu_p(x), \mu_m(x)) \quad (\text{III.28})$$

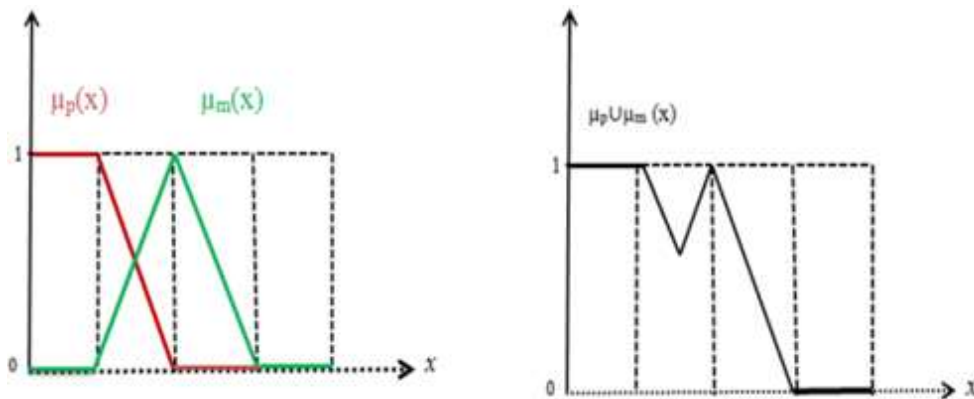


Figure III.12: operator "OU".

III.3.4.3 Opérateur NON :

Le complément permet de vérifier de combien un élément n'appartient pas à un ensemble

$$\mu_{\bar{p}}(x) = 1 - \mu_p(x) \quad (\text{III.29})$$

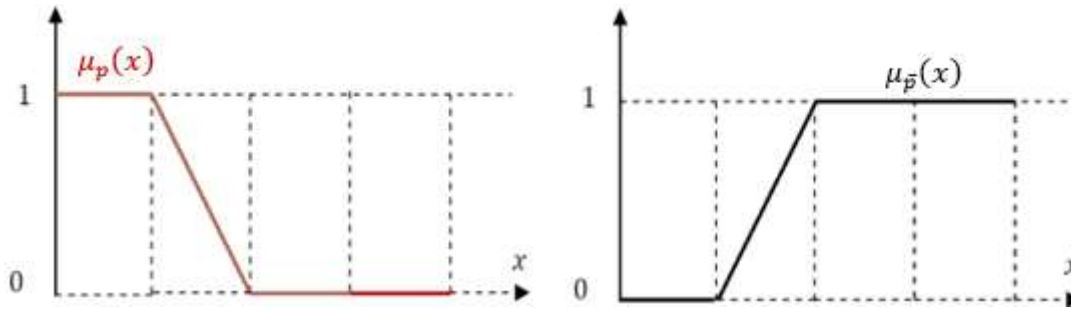


Figure III.13: Opérateur "NON".

III.3.5 Domaine d'application :

Les domaines d'application de la logique floue dans un processus de prise de décision s'imposent dans les cas suivants [24] :

- Pour les systèmes complexes dans lesquels la modélisation est difficile voire impossible.
- Pour les systèmes contrôlés par des experts humains.
- Contrôle du système.
- Pour les systèmes ayant de nombreuses entrées / sorties continues ou discontinues.
- Pour les systèmes ayant des réponses non linéaires.

III.3.6 Structure d'une commande floue :

Le schéma de la figure II.13 donne la structure d'une commande basée sur la logique floue :

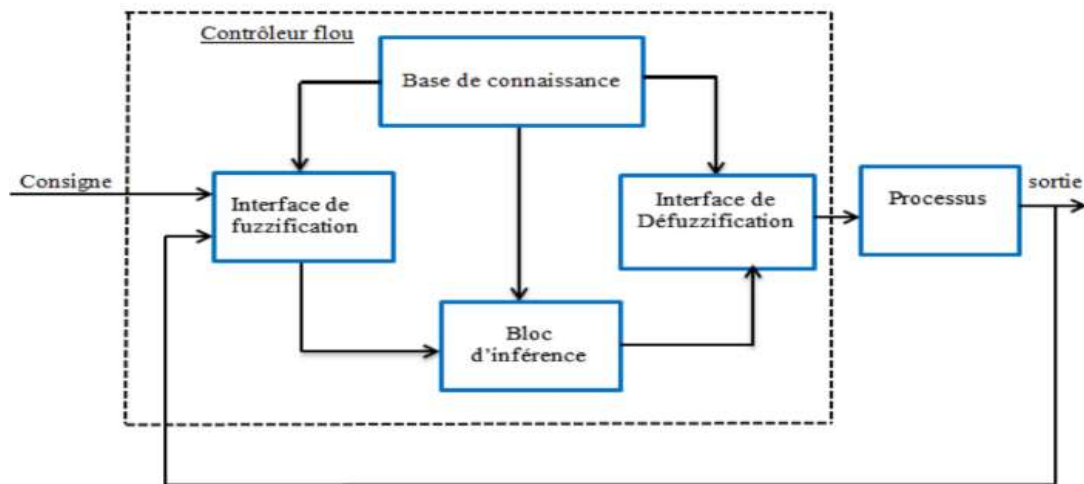


Figure III.14 : schéma de la structure interne de la mise en œuvre d'un contrôleur flou.

Elle est composée de quatre blocs : [23]

- Une interface de fuzzification à l'entrée.
- Une base de connaissance.
- Une logique de prise de décision (ou bloc d'inférence).
- Une interface de défuzzification en sortie.

Le système à commander ne recevant que des valeurs déterministes (non floues), un contrôleur à logique floue doit convertir des valeurs déterministes à son entrée en valeurs floues, les traiter avec les règles floues et convertir le signal de commande en valeurs déterministes pour les appliquer au procédé [23].

III.3.6.1 Base de connaissance :

Elle est divisée en deux parties : une base de données et une base de règles. Elle contient les définitions des sous-ensembles floue pour les entrées et les sorties, leurs fonctions d'appartenance, leurs univers de discours et l'ensemble des règles de commande floues, qui doivent tenir compte du comportement du système à régler et des buts du réglage envisagé [24].

III.3.6.2 Base de données :

Elle fournit les définitions nécessaires à l'élaboration des règles de commande et à la manipulation des données floues, telles que l'univers de discours, les partitions floues et le choix des opérateurs [24].

Elle repose sur l'expérience et le jugement des experts. La conception de la base nécessite la définition de sous-ensembles flous pour chaque variable, de manière à couvrir l'univers de discours. Plus le nombre de sous-ensembles est élevé, plus la sensibilité du contrôle est grande. En général, on utilise 3, 5 ou 7 sous-ensembles, en choisissant un nombre impair pour centrer autour de zéro [24].

Dans notre étude, nous avons choisi sept variables pour les variables d'entrée, définies dans les quatre ensembles flous suivants [28] :

PB (positive big), PM (positive medium), PS (positive small), Z (zero), NS (negative small), NM (negative medium), and NB (negative big). Des variables supplémentaires ont été ajoutées aux ensembles flous de sortie (PMB, PMS, NMB, NMS) afin d'améliorer les performances dynamiques et d'obtenir une sortie plus précise [28].

III.3.6.3 Contrôleur flou de type MAMDANI :

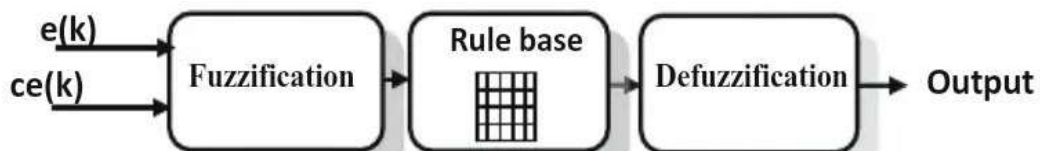


Figure III.15 : structure du contrôleur flou de type MAMDANI.

Les figures II.15 et II.16 présentent les fonctions d'appartenance des entrées et des sorties :

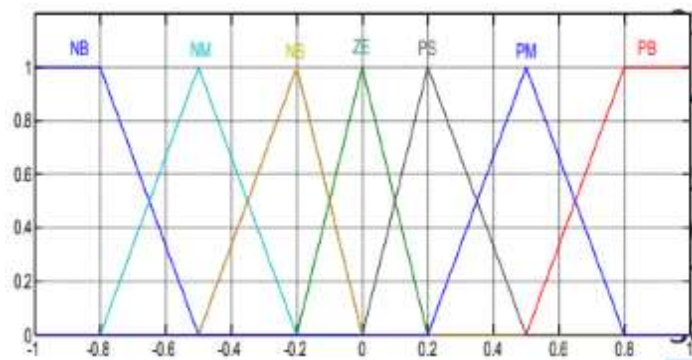


Figure III.16 Fonction d'appartenance de l'entrée.

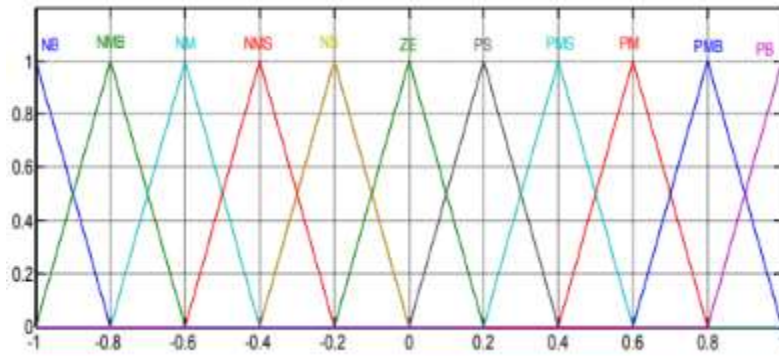


Figure III.17 : Fonction d'appartenance de la sortie.

Pour le traitement numérique des inférences relatif au contrôleur flou, nous avons adoptés pour la méthode « MAX-MIN » de Mamdani :

- Opérateur ET : formation du minimum.
- Opérateur OU : formation du maximum.
- Implication ALORS : formation du minimum.
- Agrégation : formation du maximum.

Les règles floues, permettant de déterminer la variable de sortie :

ce e	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB M	NM	NM S	NS	ZE
NM	NB	NB M	NM	NM S	NS	ZE	PS
NS	NB M	NM	NM S	NS	ZE	PS	PM S
ZE	NM	NM S	NS	ZE	PS	PM S	PM
PS	NM S	NS	ZE	PS	PMS	PM	PB M
PM	NS	ZE	PS	PMS	PM	PB M	PB
PB	ZE	PS	PMS	PM	PB M	PB	PB

Tableau III.1 : Base de règles floues.

Voici le diagramme global de la commande vectorielle de la Génératrice Asynchrone à double alimentation autonome associé à un régulateur de tension à logique floue :

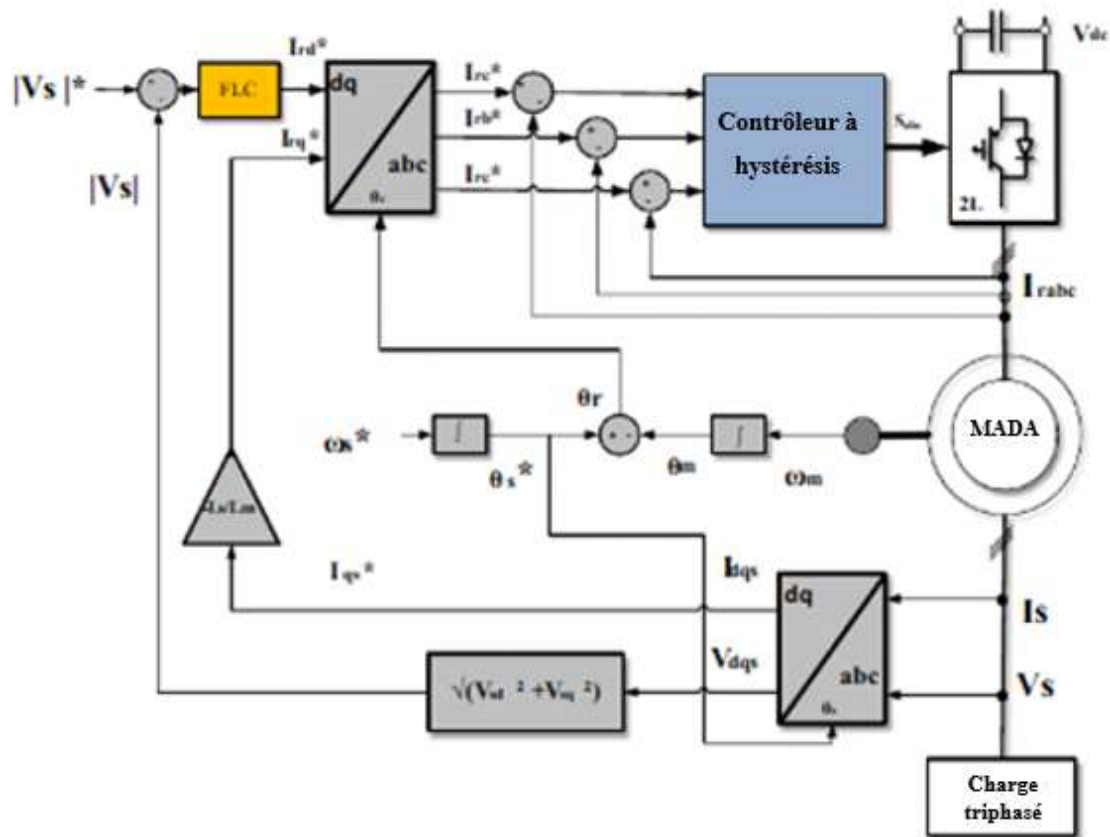


Figure III.18 : schéma bloc de la Commande vectorielle sur régulateur flou.

III.4 Résultats de simulation :

Pour déterminer la performance des méthodes de commande proposées, un modèle de simulation développée dans l'environnement Matlab/Simulink a été établi. La simulation de ces méthodes a été réalisée dans les conditions de fonctionnement suivantes :

- Variation de la tension de référence.
- Variation brusque de la charge.
- Variation de la vitesse de rotation.

III.4.1 Méthode de contrôle de tension directe MLI :

Cette partie présente les résultats de simulation de la méthode de contrôle direct de la tension.

➤ Variation de la tension de référence :

Dans ce test, on étudie la réponse du système génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) autonome à un échelon de commande de l'amplitude de la tension statorique avec une charge et une vitesse fixes

Les figures suivante présente les résultats d'un changement en échelon de la tension du stator de 150 V à 200 à 1.5 s, puis à 250 V à 3.5 s, lorsque le MADA est entraîné à une vitesse constante de 1400 tr/min et alimente une charge résistive fixe de 1.2 kw.

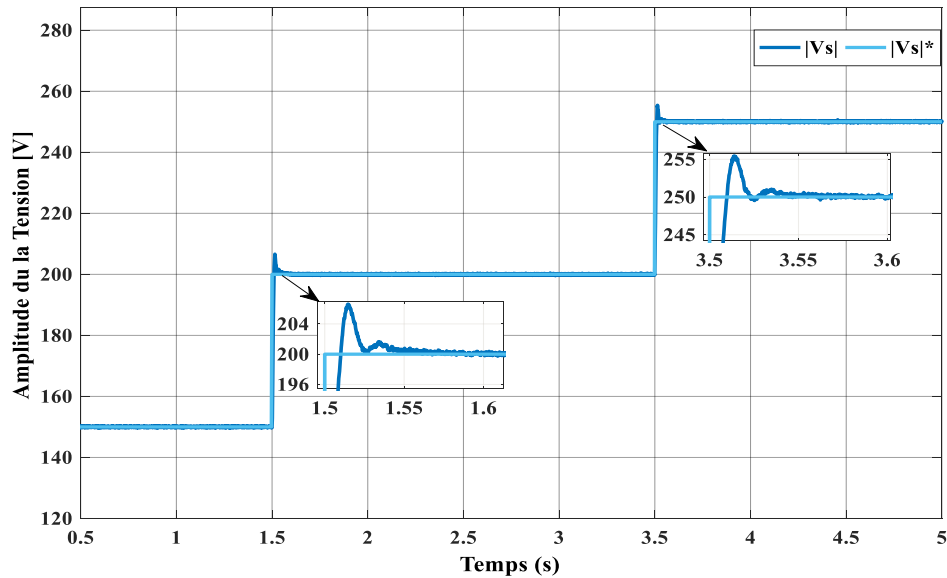


Figure III.19 : Amplitude de la Tension statorique V_s .

La figure III.19 présente la réponse de l'amplitude de la tension statorique à deux échelons successifs. On observe un dépassement maximal d'environ 6%, avec un temps de réponse de l'ordre de 0.010, la tension suit la référence avec une erreur permanente quasi nulle, démontrant l'efficacité de la boucle externe sous commande vectorielle direct pour un fonctionnement autonome.

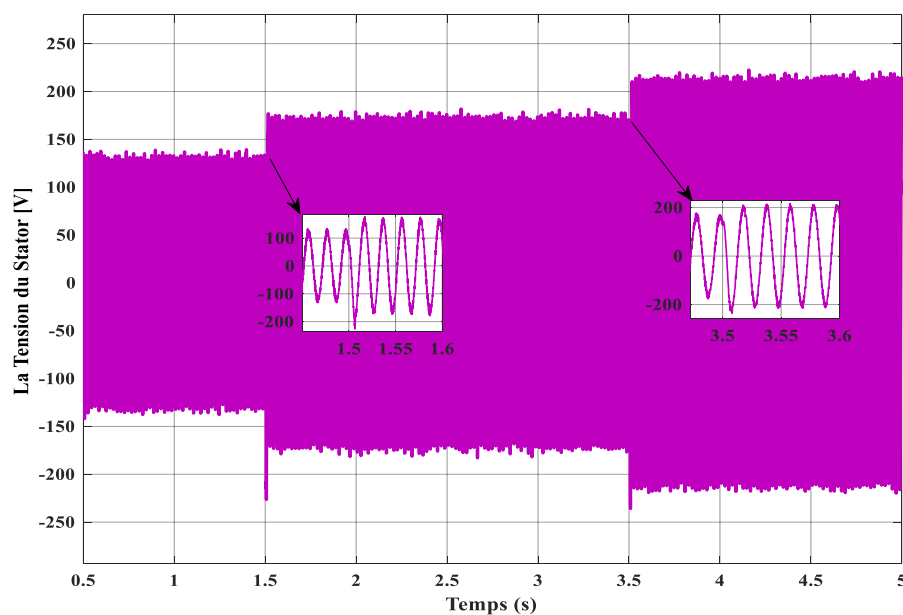


Figure III.20 : La Tension statorique V_{as} .

La figure III.20 présente l'évaluation de la tension statorique de phase V_{as} pendant le même essai. D'après la courbe, les trois paliers successifs mettent en évidence la capacité du régulateur à suivre chaque consigne avec précision.

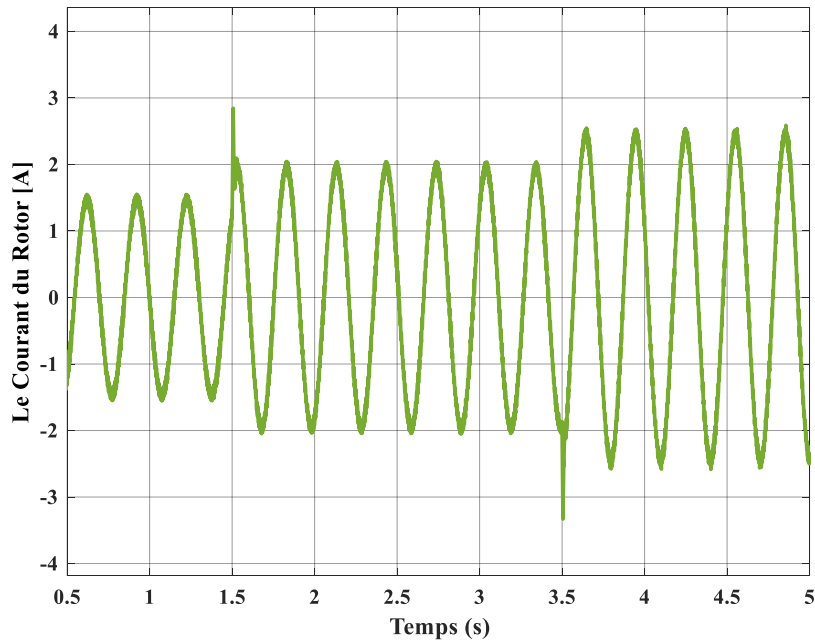


Figure III.21 : Le courant rotorique Ira.

La figure III.21 illustre le courant rotorique de la phase « a » pendant le même essai. Un pic transitoire d'environ 3 A apparaît juste après les échelons de la tension, puis l'onde sinusoïdale se stabilise, la fréquence reste régulière, signe d'un asservissement rapide de la boucle de courant rotorique, capable d'absorber l'énergie transitoire sans distorsion notable.

➤ Variation brusque de la charge :

Dans le deuxième essai, nous avons appliqué un échelon de charge résistive dont la valeur est située entre 1.5 s et 3.5 s. Les figures suivantes présentent le cas de la variation brusque de charge résistive, passant de 20% à 70% de la charge nominale 4 kW avec une tension de référence de 150 V et une vitesse de rotation du rotor de 1400 tr/min.

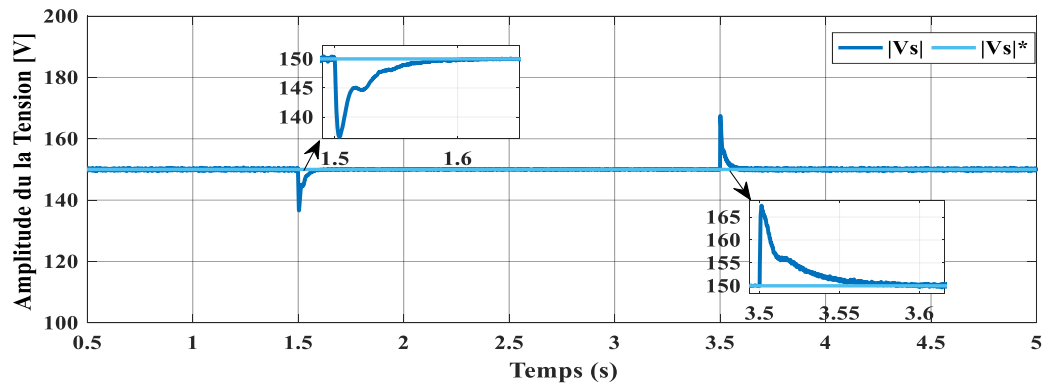


Figure III.22 : L'amplitude de la tension statorique V_s .

La figure III.22 montre que l'amplitude de la tension statorique V_s reste globalement stable autour de la référence (150 V) malgré les perturbations dues à la variation de la charge. Une légère chute transitoire est observée lors de l'augmentation de la charge à 1.5, suivie d'un retour rapide à la valeur de consigne, ce qui témoigne de l'efficacité du régulateur PI.

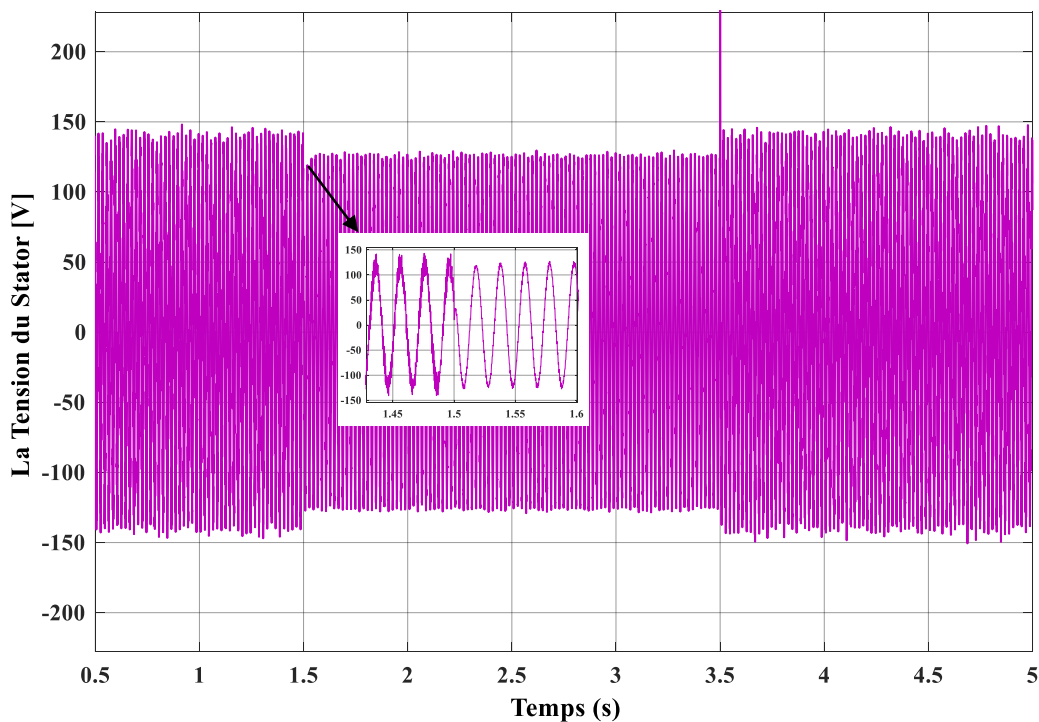


Figure III.23 : La tension statorique V_{as} .

La figure III.23 présente la tension du phase V_{as} . On observe une tension sinusoïdale avec un léger ripple pendant la période de surcharge. Cela reste dans les tolérances acceptables, ce qui démontre la robustesse du contrôle.

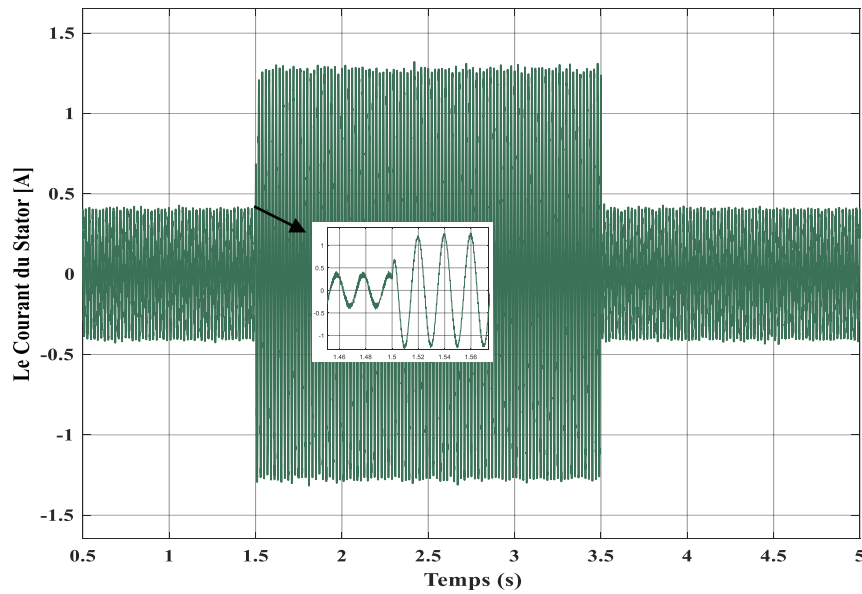


Figure III.24 : Le courant statorique I_{as} .

La figure III.24 illustre clairement l'augmentation du courant statorique durant la phase de surcharge. Cette réponse est attendue, car une charge plus importante entraîne une demande de courant plus élevée. Le système réagit rapidement et sans oscillations marquées.

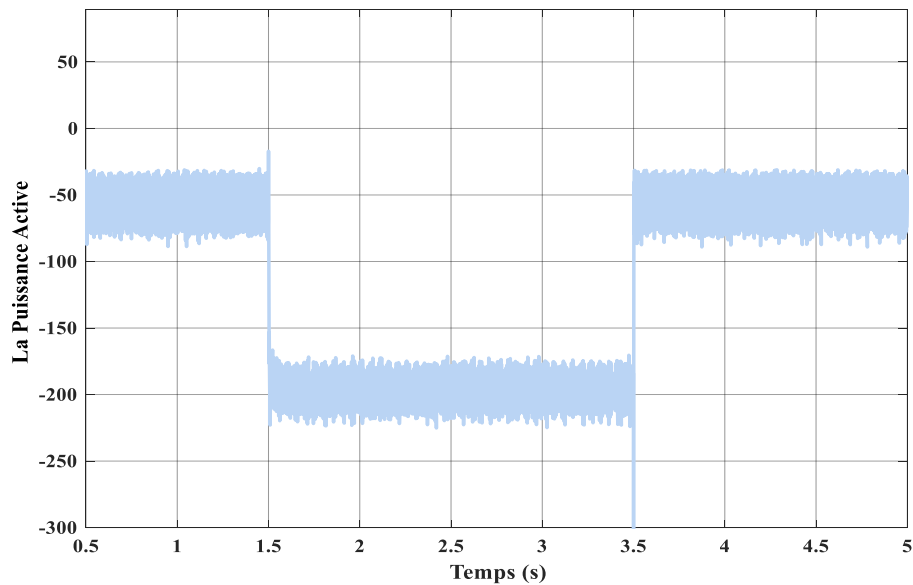


Figure III.25 : La puissance active P_s .

Dans la figure III.25 on observe une diminution significative de la puissance active du stator pendant la période de variation de charge, passant d'une valeur proche de la référence initiale à une valeur négative stable. Cela indique que le système réagit rapidement à l'augmentation de la charge, absorbant ainsi plus d'énergie.

➤ **Variation de la vitesse de rotation :**

Dans ce test, le cas d'un changement soudain de la vitesse de rotation étudié, simulé par une variation de ± 150 tr/min. la vitesse du rotor est modifiée de 1300 tr/min à 1450 tr/min, tout en maintenant la tension du stator (150 V) et la charge constante (1.2 kw). La réponse est illustrée dans les figures suivantes :

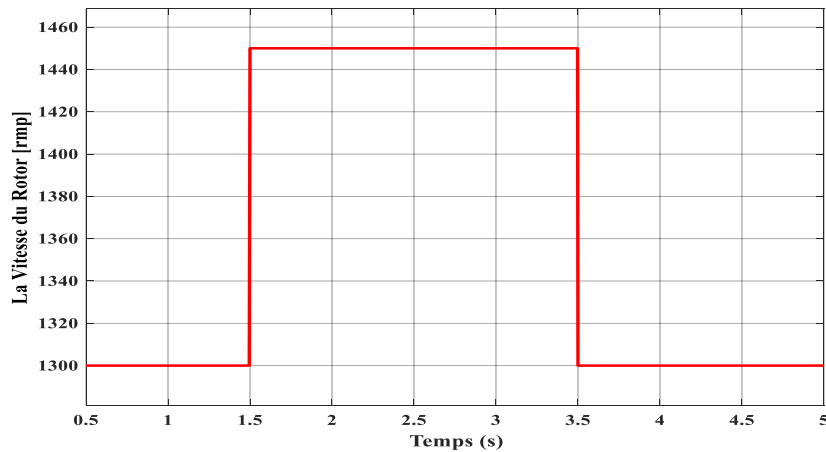


Figure III.26 : La vitesse du Rotation.

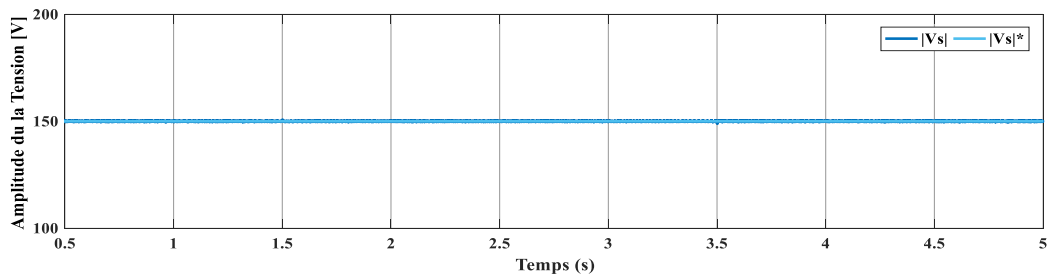


Figure III.27: L'amplitude de la tension statorique V_s .

D'après le figure III.27 on observe que l'amplitude de la tension statorique reste parfaitement stable autour de la valeur de référence fixée à 150 V, malgré le changement progressif de la vitesse de rotation. Cela témoigne de la robustesse de la stratégie de commande appliquée, qui permet de maintenir la qualité de la tension en mode autonome.

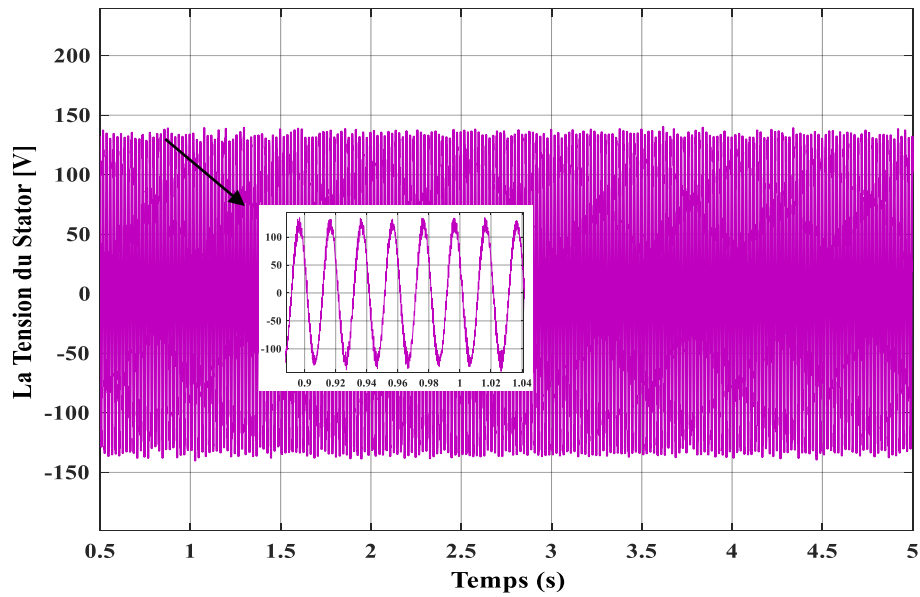


Figure III.28 : La tension statorique V_{as} .

La tension V_{as} présente une forme sinusoïdale bien définie, avec une amplitude constante tout au long de la simulation. Aucune distorsion majeure n'est observée, ce qui confirme la capacité du système à fournir une tension propre et stable aux charges triphasées, même sous dynamique de vitesse.

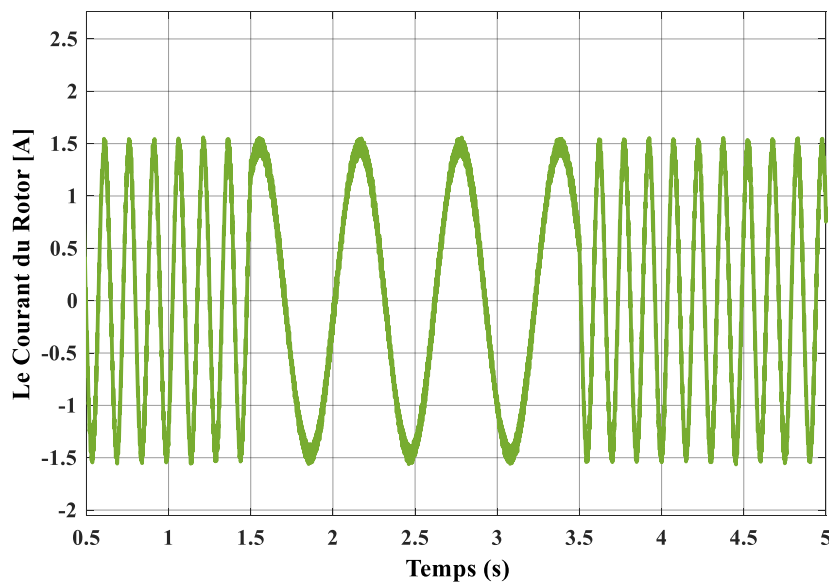


Figure III.29 : Le courant rotorique I_{ar} .

Les composantes des courants rotoriques présentent une réponse transitoire notable durant la période de variation de vitesse (entre 1.5 s et 3.5 s), traduisant l'effort du système de commande pour ajuster le flux et le couple électromagnétique. Cependant, les courants

finissent par se stabiliser rapidement une fois la vitesse atteinte, avec un bon suivi des références.

- **Evaluation du THD dans des conditions nominales :**

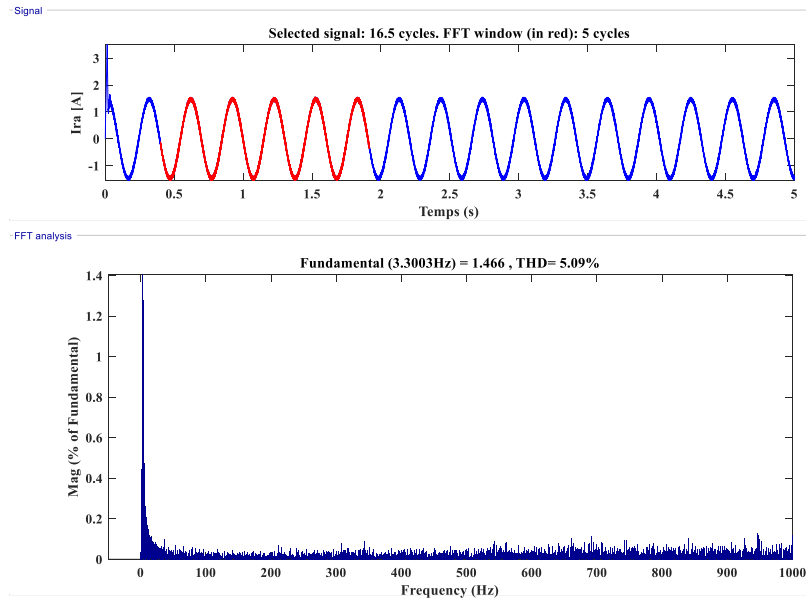


Figure III.30 : THD du le courant rotorique.

Après la simulation en régime permanent (sans variation de tension, de charge ni de vitesse), le taux de distorsion harmonique (THD) du courant rotorique I_r a été extrait directement depuis l'outil FFT de MATLAB. La commande vectorielle directe a généré un THD de 5.09%, ce qui indique un niveau modéré de distorsion harmonique.

III.4.2 Méthode de contrôle de tension direct HCC :

➤ Variation de la tension de référence :

Premièrement, la génératrice asynchrone à double alimentation est entraînée à une vitesse constante de 1200 tr/min, et alimente une charge résistive fixe de 1.2 kw.

Pour démontre les performances dynamique de la technique proposée, on applique une variation de la référence de la tension du stator. L'amplitude de la tension du stator a été modifiée de 150 V à 200 V à 1.5 s, puis de 250 V à 3.5 s.

Les différents résultats de simulation sont présentés dans les figures III.31,32,33.

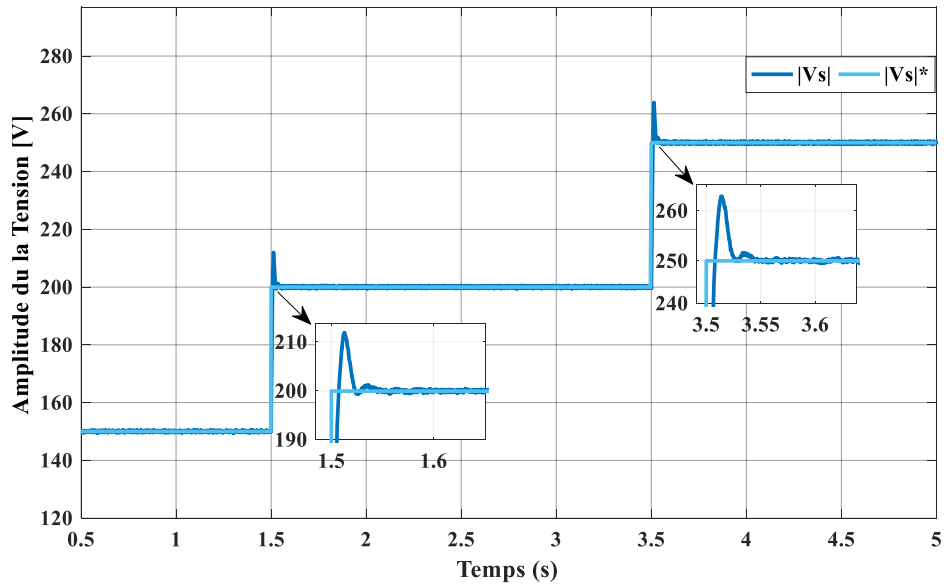


Figure III.31 : L'amplitude de la tension statorique V_s .

La figure III.31 montre l'amplitude de la tension statorique. On observe clairement deux paliers de variation où la tension augmente brusquement, entraînant une réponse dynamique du système. Lors de chaque variation, un petit dépassement transitoire (environ de 10%), suivi rapidement d'un retour à une nouvelle valeur stable, ce qui démontre une bonne stabilité dynamique du régulateur.

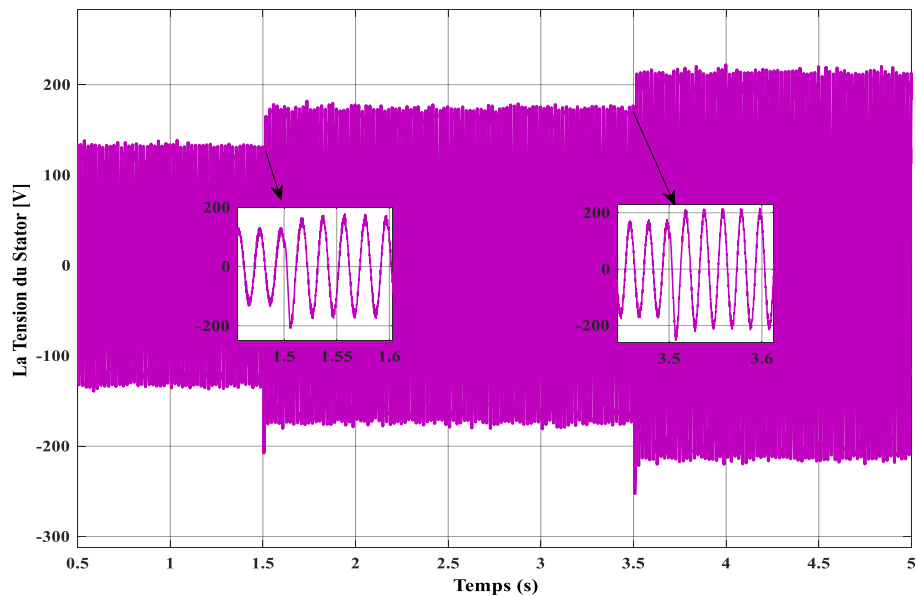


Figure III.32 : La tension statorique V_s .

La figure III.32, représentant la composante V_{as} de la tension statorique, confirme cette dynamique. On remarque une modulation du signal sinusoïdal avec une augmentation de l'amplitude correspondant aux valeurs imposées. Les encadrés montrent une stabilité de la

forme d'onde malgré les variations, ce qui démontre la robustesse du contrôleur en hystérésis utilisé dans la commande du convertisseur rotorique.

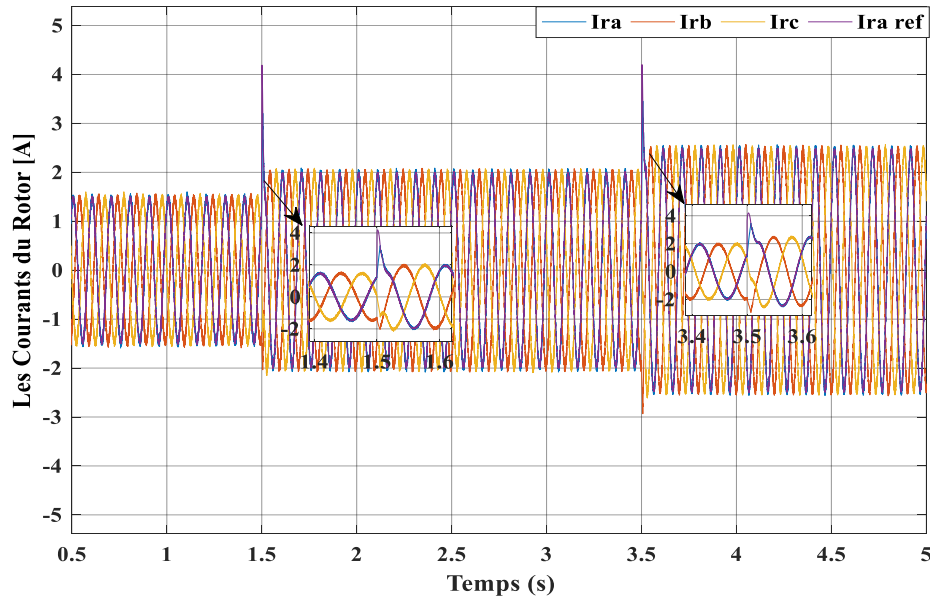


Figure III.33 : Le courant rotorique triphasé.

La figure III.33 montre les courants triphasés du rotor ainsi que le courant de référence $I_{ar\ ref}$. On remarque que les courants réels suivent fidèlement leurs références, même lors des variations de tension. Cela confirme le bon fonctionnement du régulateur PI couplé au contrôleur à hystérésis, assurant un suivi précis avec une erreur quasi nulle.

➤ Variation brusque de la charge :

Pour étudier l'impact du changement de charge connectée au stator du la générateur asynchrone à double alimentation, on applique une variation brusque de la charge résistive, passant de 20% à 70% de la charge nominale 4 kw, pendant que le GADA fonctionne à une vitesse constante du rotor de 1200 tr/min, et la tension de stator est 150 V. les résultats de simulation obtenus sont présentés dans les figures suivante :

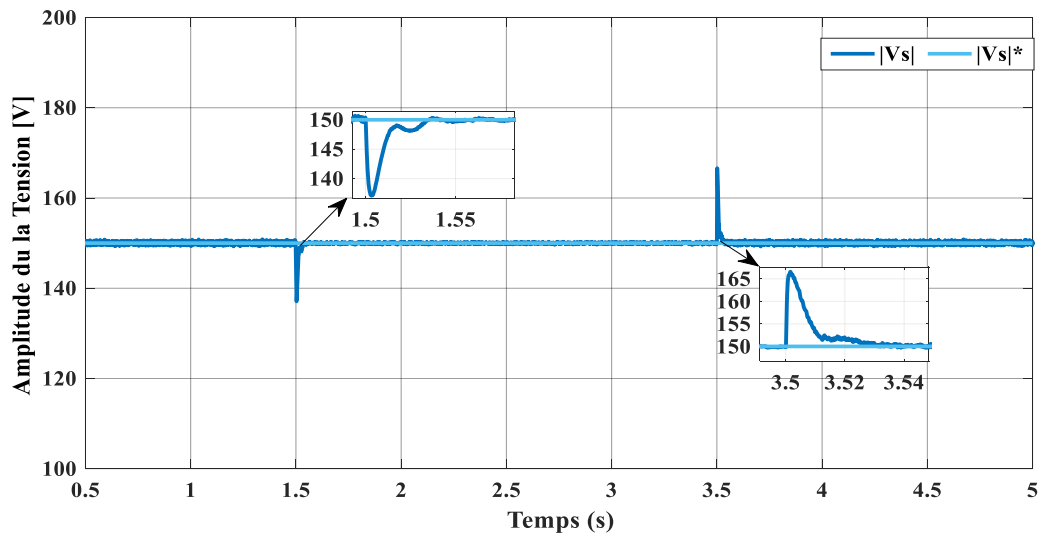


Figure III.34 L'amplitude de la tension statorique.

D'après la figure III.34 : lors de l'augmentation de la charge à $t = 1.5$ s, on observe une légère chute transitoire de la tension statorique suivi d'un retour rapide à sa valeur nominale. Ce comportement traduit une bonne stabilité du système, et un phénomène similaire est observé lors du retour à la charge initiale à $t = 3.5$ s.

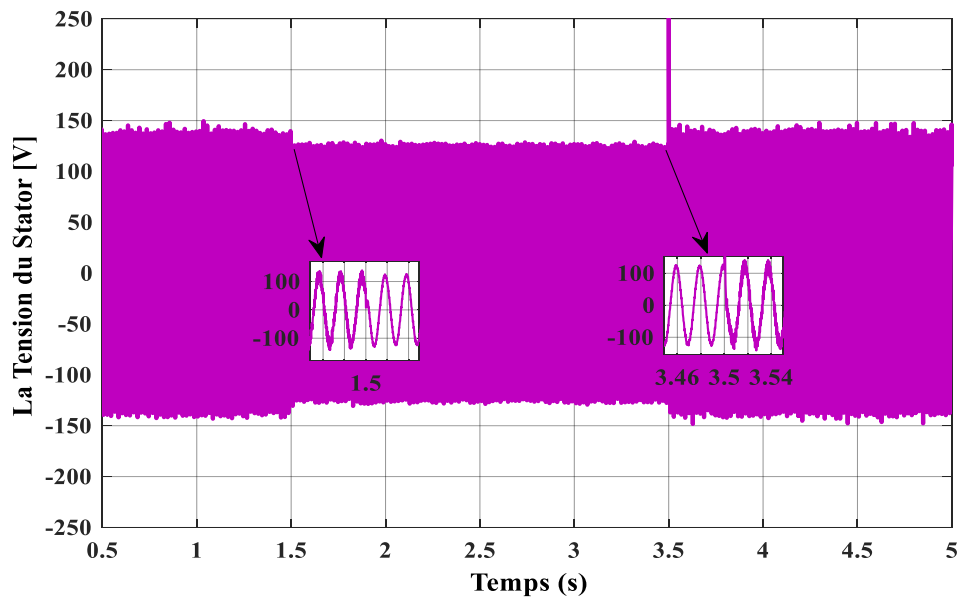


Figure III.35 : La tension statorique V_{as} .

Dans la figure III.35 on observe que la forme d'onde de la tension statorique reste globalement sinusoidale et régulière, ce qui témoigne d'une qualité de tension satisfaisante malgré les perturbations de charge.

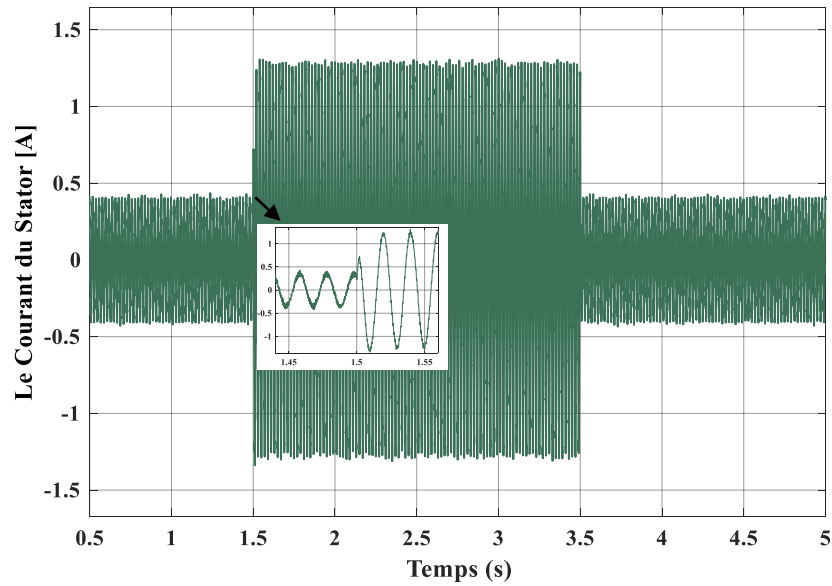


Figure III.36 : Le courant statorique I_{sa} .

La figure III.36 présente l'augmentation du courant statorique lors de la phase de surcharge. Ce comportement est prévisible, car une charge accrue nécessite un courant plus élevé. On remarque également que le système réagit rapidement.

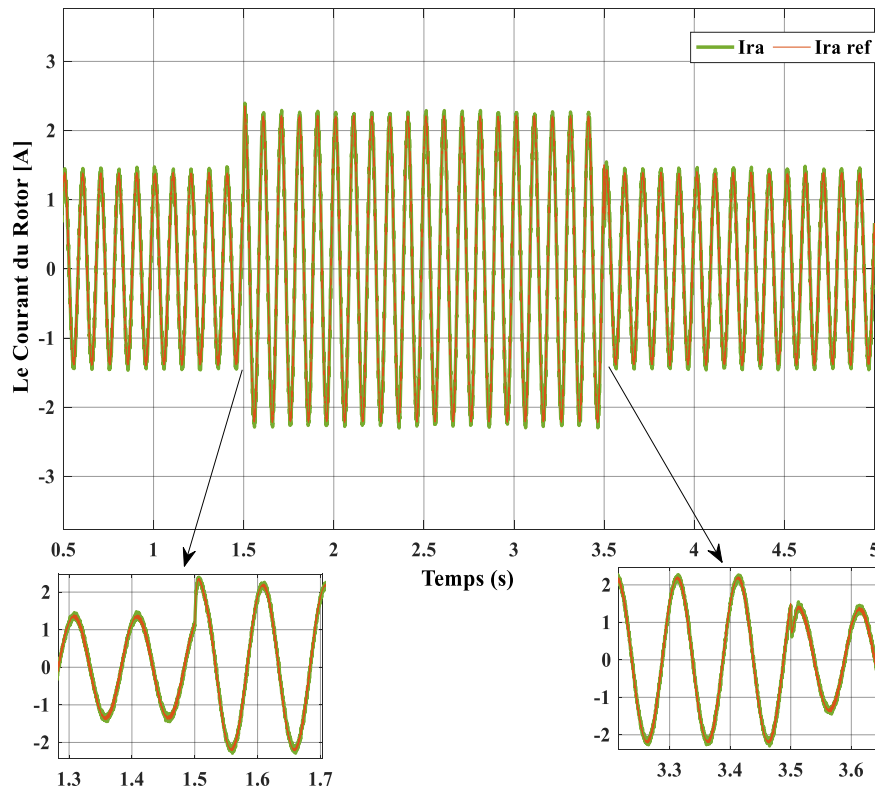


Figure III.37 : Le courant rotorique I_{ar} .

D'après la figure III.37, on observe une augmentation de l'amplitude du courant rotorique I_{ar} , ce qui est cohérent avec l'augmentation de la demande de puissance. Malgré ce changement, le

courant suit parfaitement sa référence, avec un erreur statique négligeable, ce qui confirme la rapidité de la régulation.

➤ **Variation de la vitesse de rotation :**

Pour révéler la stabilité de la stratégie proposée, la vitesse du GADA a été soudainement réduite de 1000 à 1400 tr/min à 1.5 s, puis augmentée de 1400 à 1000 tr/min à 3.5 s. ce test a été réalisé avec une charge fixe de 1.2 kw et une tension statorique de 150 V.

Les résultats obtenus durant ce changement de vitesse du rotor sont présents dans les figures suivantes :

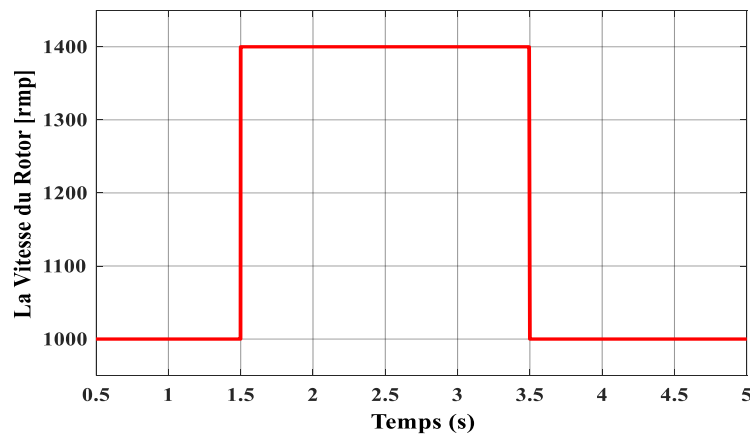


Figure III.38 : La vitesse de rotation.

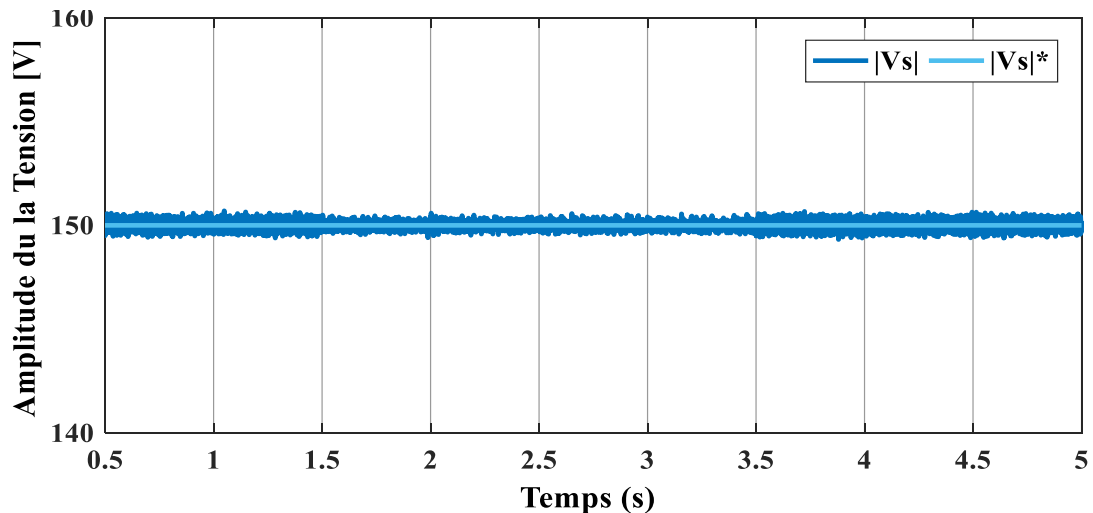


Figure III.39 : l'amplitude de la tension statorique.

On observe dans la figure III.39 que l'amplitude de la tension statorique reste stable autour de la valeur de référence, malgré les variations de la vitesse rotorique. Cela met en évidence l'efficacité de la commande dans la maintenir de la tension statorique, même en présence de

perturbations dynamiques. Les ondulations sont dues à la stratégie de commande par hystérésis appliquée au convertisseur rotorique.

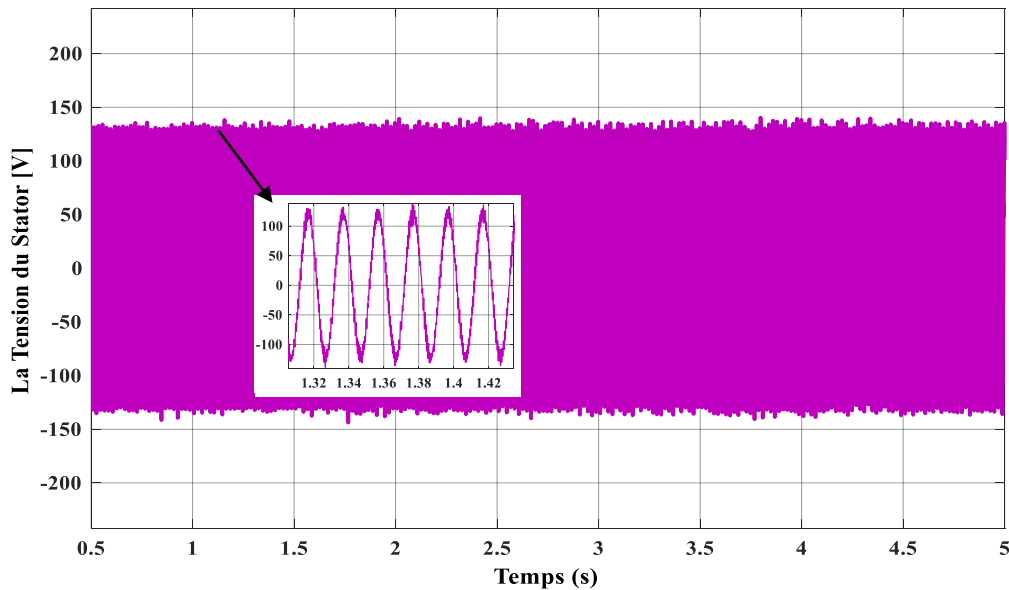


Figure III.40 : la tension statorique V_{as} .

Dans la figure III.40, on constate que l'amplitude de la tension statorique reste stable autour de 150 V malgré les variations de vitesse, ce qui montre l'efficacité de cette commande, les petites ondulations sont dues au contrôleur à hystérésis.

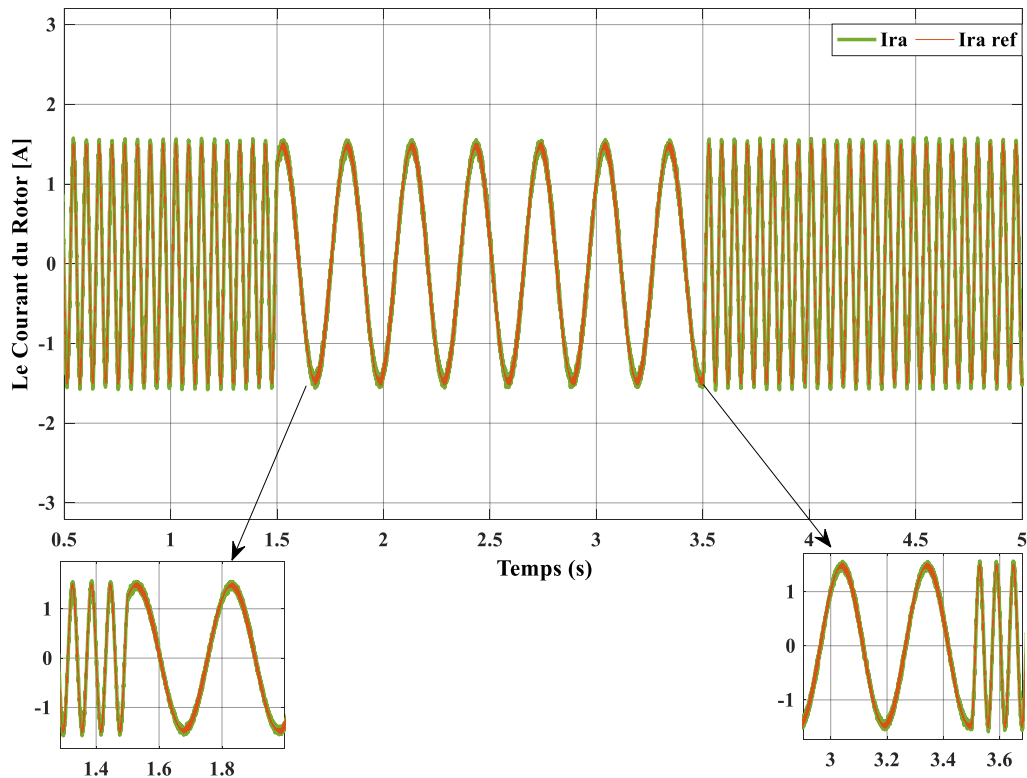


Figure III.41: Le courant rotorique I_{ra} avec le courant de référence $I_{ra\ ref}$.

La figure III.41 montre que le courant rotorique suit bien sa référence, avec une légère déviation transitoire lors des changements de vitesse. Le suivi reste globalement précis, ce qui confirme la bonne performance du régulateur de courant.

- **Evaluation du THD dans les conditions nominales :**

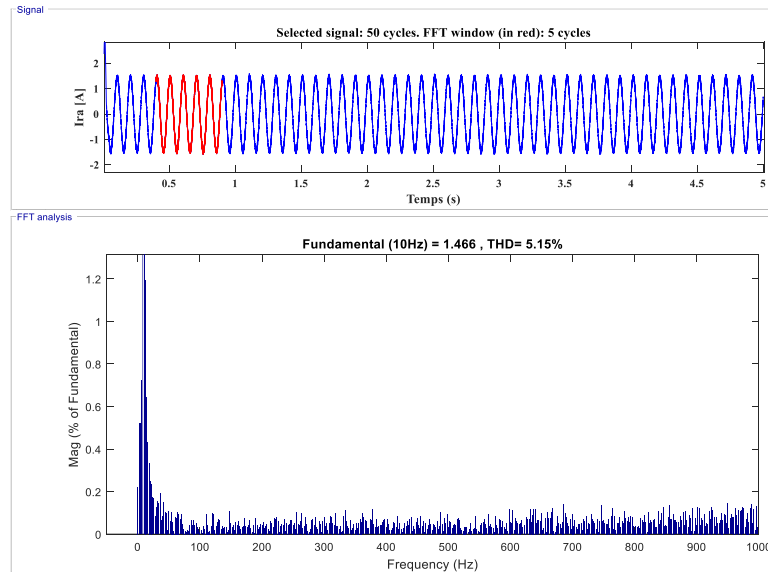


Figure III.42 : THD du courant rotorique.

Dans ce scénario, le THD mesuré du courant I_r est de 5.15%, cette valeur reflète une légère augmentation des harmoniques à cause de l'utilisation d'une technique de modulation par hystérésis.

III.4.3 Commande vectorielle (FOC) basée sur un régulateur flou :

➤ Variation de la tension de référence :

L'efficacité de la stratégie proposée pour le générateur asynchrone à double alimentation en mode autonome est étudiée en termes de réponse dynamique face à une variation en escalier de l'amplitude de la tension statorique. Les figures suivantes montrent la transition de la tension statorique de 150 V à 200 V à $t=1.5$ s, puis 275 V à $t=3.5$ s, avec une charge et vitesse de rotation constantes appliquées au générateur

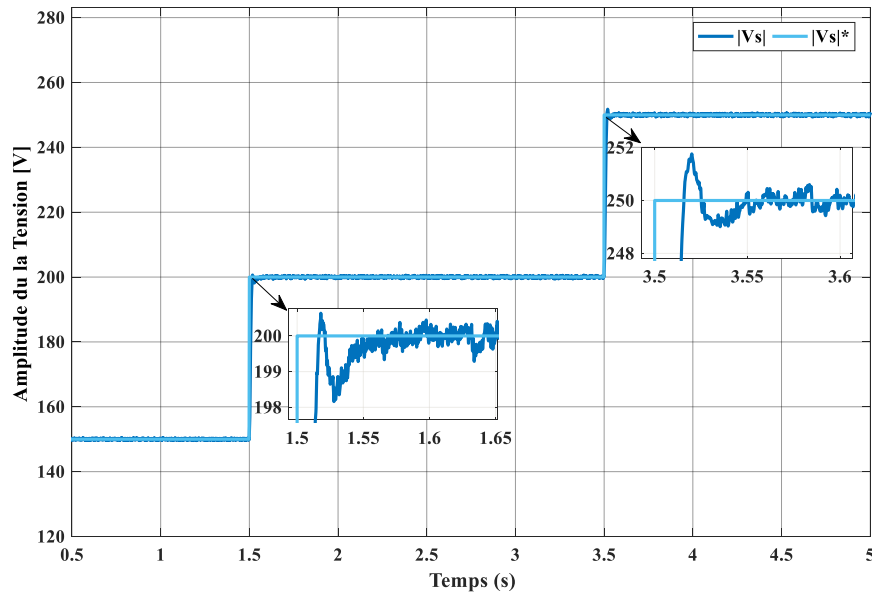


Figure III.43: l'amplitude de la tension statorique V_{as} .

On observe que la tension statorique présente une bonne capacité d'adaptation suite à la perturbation appliquée. Après une chute brusque, la tension retrouve progressivement sa valeur de consigne. Le dépassement maximal enregistré reste très faible, de l'ordre de 1% seulement, ce qui traduit une excellente stabilité système.

De plus, le temps de réponse est court (inférieur à 0.017 s).

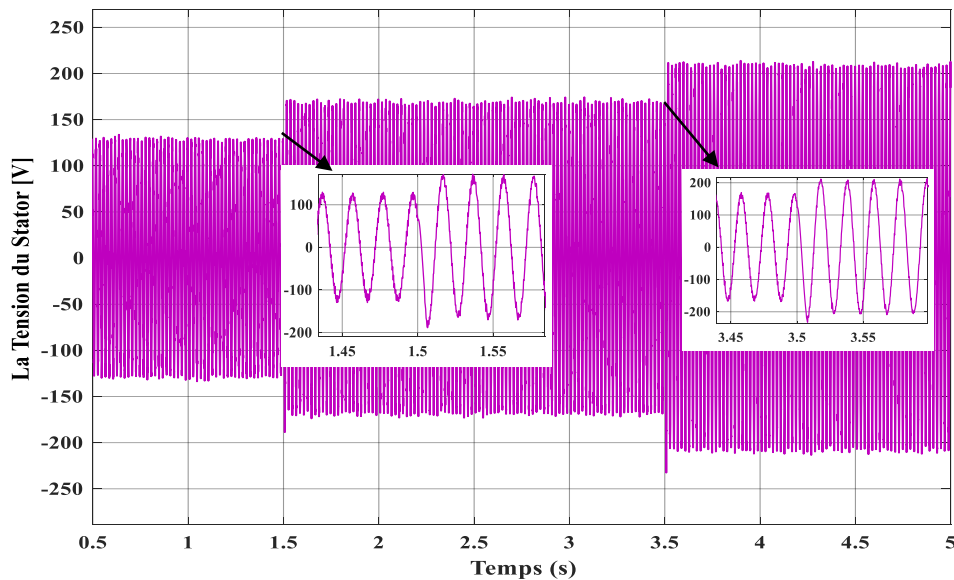


Figure III.44: La tension statorique V_{as}

La figure III.44, représentant la tension de phase V_{as} , montre une onde quasi sinusoïdale malgré la perturbation, preuve que la commande permet de maintenir une bonne qualité de tension.

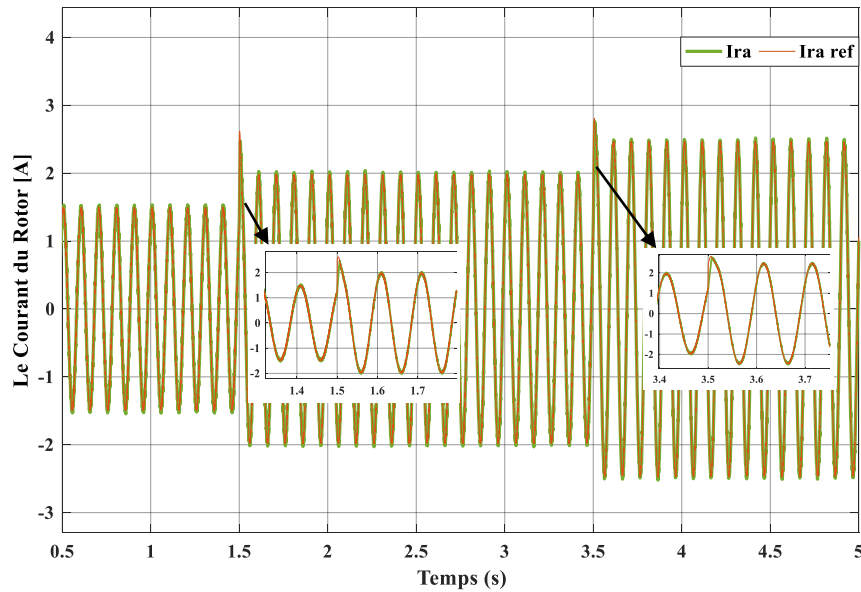


Figure III.45 : Le courant rotorique I_{ar} avec le courant de référence $I_{ar\ ref}$.

La figure III.45 illustre que les composantes du courant rotorique suivent correctement leurs valeurs de référence avec une erreur statique quasi nulle après la perturbation.

➤ **Variation brusque de la charge :**

Pour évaluer davantage la performance des stratégies proposées, un test de variation de charge a été réalisé. Dans ce test, on applique une variation de charge tout en maintenant la tension statorique de référence constante à 150 V et la vitesse de rotation à 1200 tr/min.

Dans ce scénario, la charge est passée de 20% de la charge nominale à 70% entre $t=1.5$ s et $t=3.5$ s, avant de revenir à 20%.

Les figures suivantes illustrent l'impact de cette variation sur les performances du système sous la commande proposée.

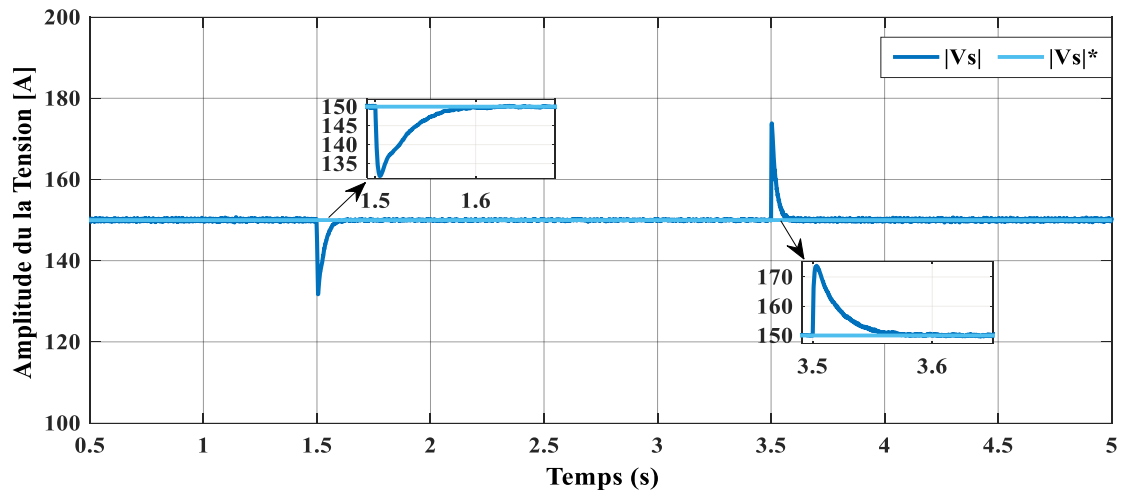


Figure III.46 : l'amplitude de la tension statorique V_s .

La figure III.46 montre l'évolution de l'amplitude de la tension statorique V_s . Lors de l'augmentation de la charge, on observe une chute momentanée de la tension suivie d'un rétablissement progressif vers la valeur de consigne.

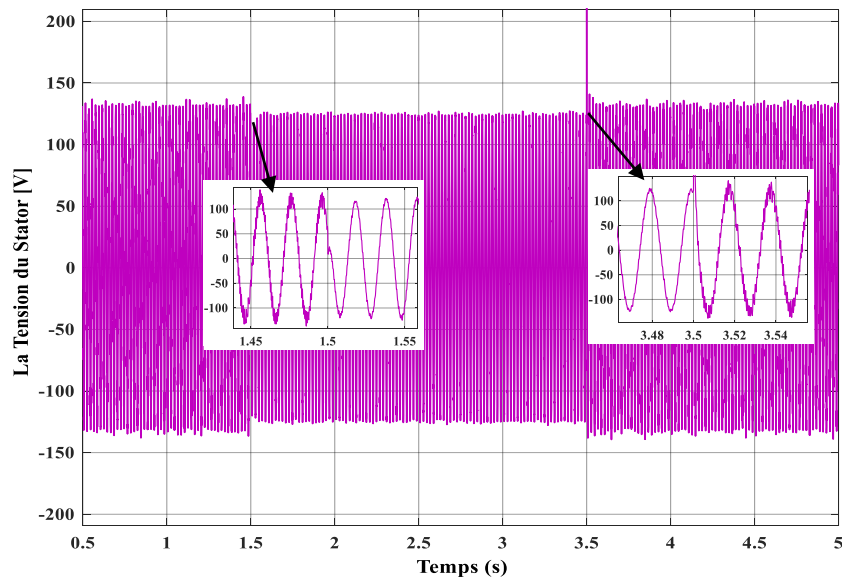


Figure III.47 : La tension statorique I_{ar} .

La figure III.47 présente la forme d'onde de la tension statorique de phase V_{as} . Malgré l'augmentation brutale de la charge, la tension conserve une forme sinusoïdale, témoignant d'un excellent maintien de la qualité de la tension.

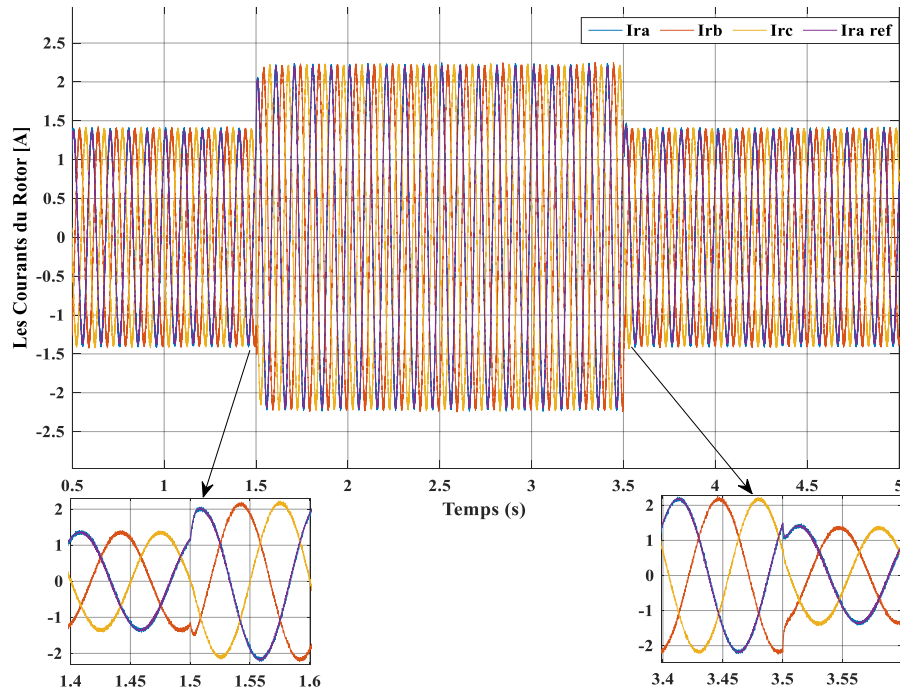


Figure III.48 : le courant triphasé rotorique I_r avec le courant de référence.

À la figure III.48, elle illustre le comportement du courant rotorique I_r en comparaison avec sa référence. Les courbes montrent une superposition parfaite, avec un suivi précis et une erreur statique négligeable.

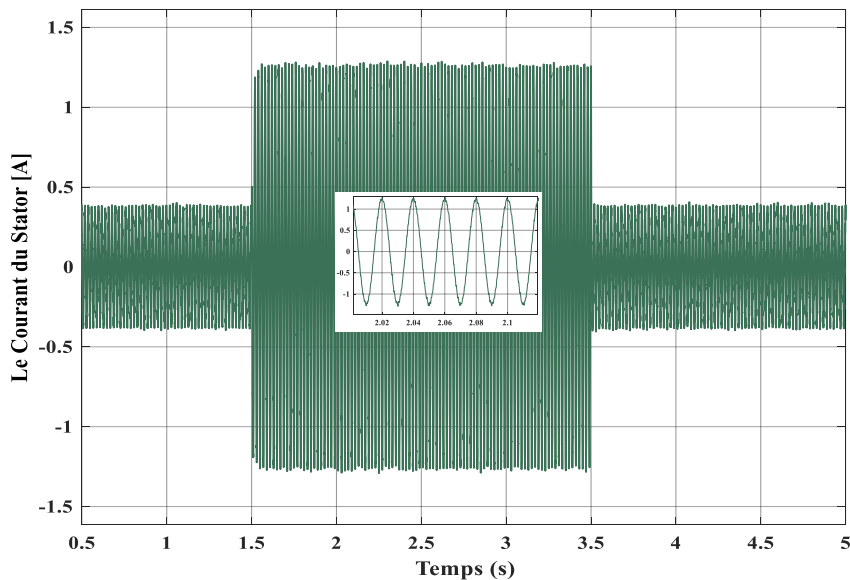


Figure III.49: le courant statorique I_{sa} .

La figure III.49 montre le courant statorique I_{sa} . On observe une augmentation significative de l'intensité pendant la phase de charge élevée, et une diminution lorsqu'elle revient au niveau initial. Cela reflète une réponse dynamique correcte du système.

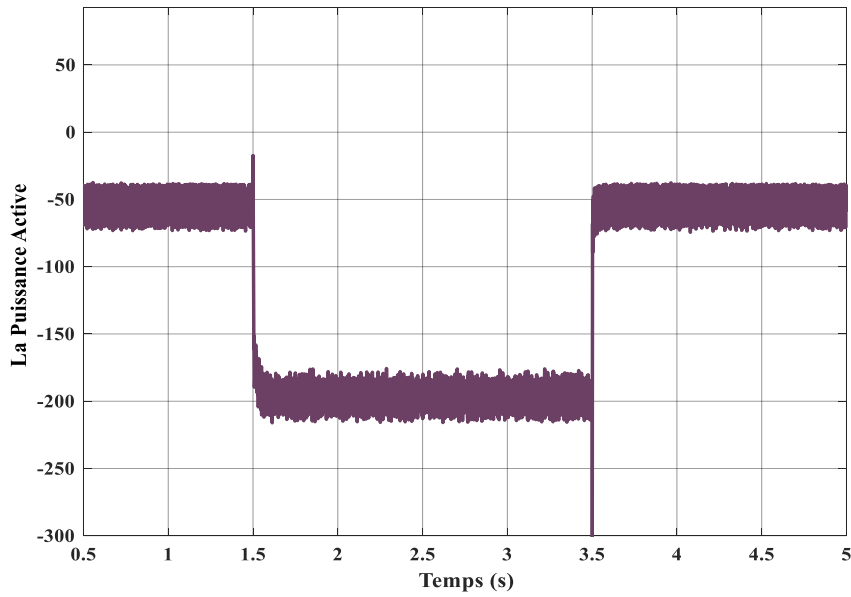


Figure III.50 : la puissance active P_s .

La figure III.50 présente la puissance active P_s , qui augmente logiquement avec l'augmentation de la charge, et suit parfaitement la variation imposée.

➤ **Variation de la vitesse de rotation :**

Afin d'analyser les performances du GADA sous des variations de la vitesse de rotation, un scénario a été appliqué dans lequel la vitesse de référence passe de 1000 tr/min à 1400 tr/min à $t=1.5$ s, puis revient à 1000 tr/min à $t=3.5$ s.

Pendant ce test, la tension statorique de référence est fixe à 150 V et la charge maintenue constante à 1.2 Kw.

Les figures suivantes illustrent les résultats obtenus dans ce scénario.

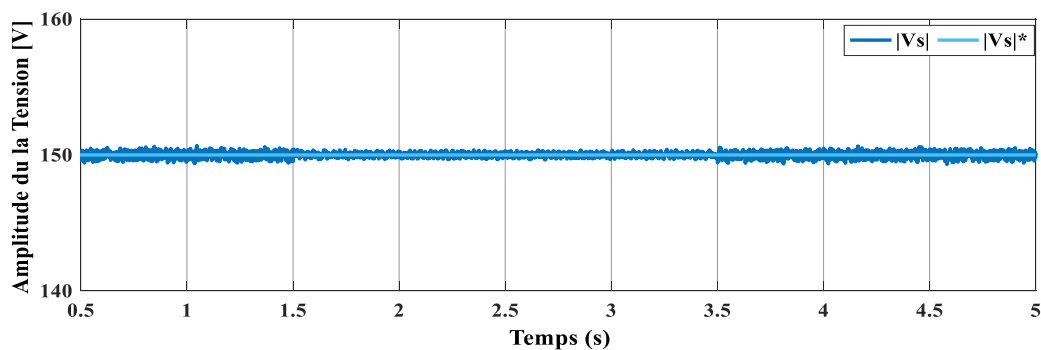


Figure III.51: Amplitude de la tension statorique V_s .

A travers la figure III.51, on observe que l'amplitude de la tension statorique V_s reste stable et constante durant toute la période de l'essai, ce qui témoigne de l'efficacité du système de la tension malgré la variation de la vitesse.

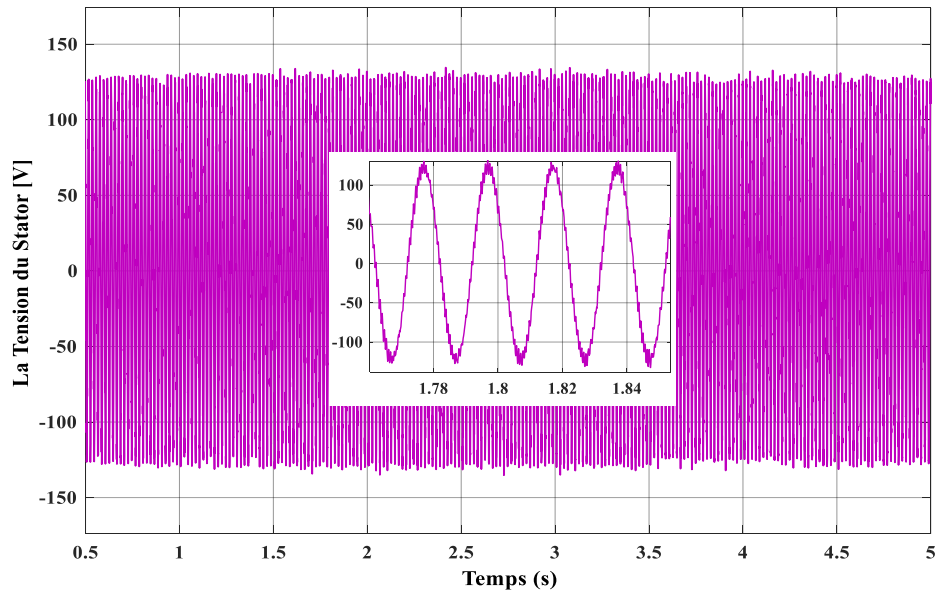


Figure III.52: la tension statorique V_s .

La figure III.52 montre que la tension statorique V_s conserve une forme sinusoïdale régulière, ce qui reflète la bonne qualité de la commande.

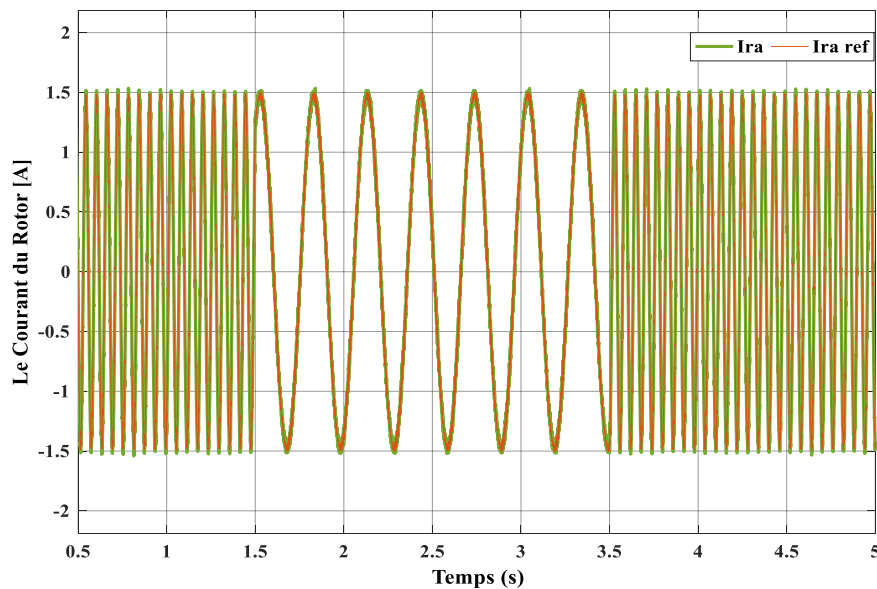


Figure III.53: le courant rotorique I_{ra} avec le courant de référence.

La figure III.53, présente le courant rotorique ainsi que le courant de la référence. On remarque un suivi parfait entre les deux courbes, indiquant que le système de commande suit

fidèlement la référence, même en présence d'une variation de la vitesse, ce qui met évidence la stabilité et la bonne performance dynamique de la machine.

- **Evaluation du THD dans les conditions nominales :**

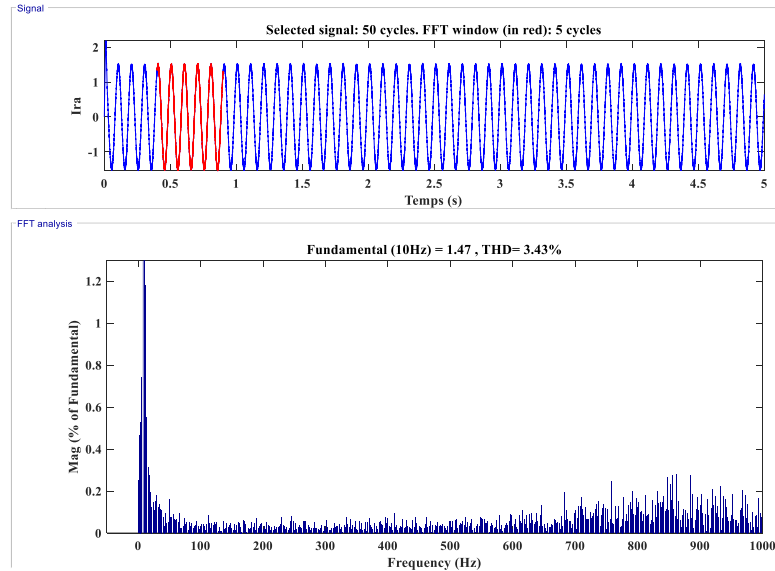


Figure III.54 : THD du courant rotorique.

Le THD du courant rotorique est évalué à 3.43% dans le cas de la commande floue, ce qui représente une nette amélioration par rapport aux autres approches. Cette faible distorsion traduit une meilleure qualité de signal et donc une performance plus propre du système.

- **Remarque sur la présentation des courbes :**

Certaines courbes secondaires, telles que le courant rotorique I_{ar} et le couple électromagnétique T_{em} , ont été placées en annexe afin d'alléger la présentation des résultats dans le corps du rapport, tout en assurant la disponibilité des informations techniques complètes pour une analyse approfondie.

III.5 Conclusion :

D'apppris ce chapitre, nous avons présenté et analysé les principales approches de la commande vectorielle du GADA en mode autonome.

Nous avons présenté la commande vectorielle direct par MLI et HCC, ainsi que celle basée sur la logique floue, chaque approche a été étudiée théoriquement puis évaluée via des simulations réalisées sous Matlab/Simulink.

Les résultats obtenus mettent en évidence des différences significatives en termes de dépassement, de temps de réponse et le THD du courant rotorique :

- **La commande vectorielle directe MLI** : le dépassement maximal de 6%, le temps de réponse de 0.010 s, et un THD de 5.09%
- **La commande par hystérésis** : le dépassement de 10%, le temps de réponse plus rapide de 0.007 s, avec un THD de 5.15%.
- **Commande basée sur la logique floue** : meilleur comportement dynamique avec un dépassement de seulement 1%, un temps de réponse plus lent de 0.017 s, mais un THD minimal de 3.43%.

Ces résultats montrent que la commande par logique floue offre le meilleur compromis en termes de précision et de qualité de signal.

La commande par hystérésis est avantageuse pour les applications nécessitant une réponse rapide, tandis que la commande directe représente une solution équilibrée entre simplicité et performance.

Le chapitre suivant sera consacré à la validation expérimentale, afin de confirmer ces résultats dans un environnement réel.

Chapitre IV :

Etude expérimentale.

Chapitre IV :

Etude expérimentale

IV.1 Introduction :

Dans les chapitres précédents, nous avons étudié le principe de fonctionnement du la génératrice asynchrone à double alimentation en mode autonome ainsi que les différentes stratégies de commande vectorielle permettant de réguler sa tension de sortie.

Ce chapitre est consacré à la validation expérimentale des résultats obtenus en simulation pour la méthode de contrôle de tension par hystérésis et la commande vectorielle basée sur la logique floue. Cette étape est essentielle afin de vérifier la faisabilité pratique des algorithmes proposés, d'évaluer leurs performances en conditions réelles.

Dans la première partie, nous présenterons le banc d'essai. La seconde partie Sera consacré à la validation expérimentale des résultats obtenus par simulation. Le développement des algorithmes a été fait sous l'environnement de Matlab/Simulink/Dspace 1104. Soulignons que cette validation a été effectuée sur le banc d'essai de laboratoire de Génie Electrique de Biskra LGEB.

IV.2 Présentation du matériel expérimentale :

La plateforme expérimentale présentée dans la figure IV.1 a été élaborée à Laboratoire de Génie Electrique de Biskra LGEB. Elle est constituée un moteur a synchrone de 3 KW, une machine à induction à rotor bobiné qui représente la MADA, ou le côté du stator est connecté à une charge résistive triphasée, et d'un système de prototypage numérique DSPACE. La génération de l'algorithme de contrôle proposé et ainsi que les impulsions de commande au convertisseur côté rotor (CCR) sont réalisées à l'aide du système numérique DSPACE, relié aux outils Matlab/Simulink par le bloc d'interface Real Time Interface (RTI). Le système DS1104 se compose des éléments suivants :

- La carte mère DS1104, montée dans l'ordinateur. Elle gère le fonctionnement global du système et exécute le programme principal.

- Des entrées/sorties numérique 20 bits.
- Une carte DSPACE de la société Texas Instrument portant la référence TMS320F240.
- Quatre sorties MLI monophasées plus une sortie MLI triphasée.
- Deux codeurs incrémentaux.
- Des entrées numériques 14 bits.
- Un panneau de connexion multi-entrées, multi-sorties qui assure la liaison entre les différentes sorties des capteurs et la carte DS1104 (PC).

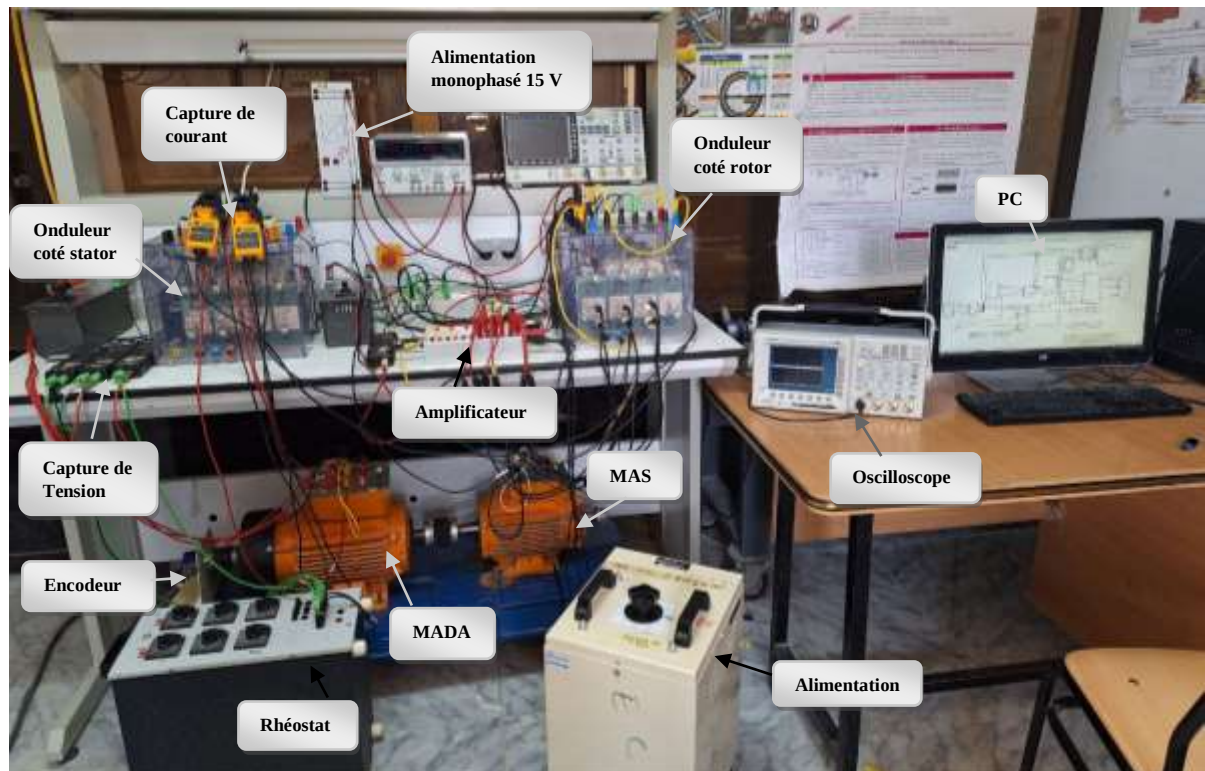


Figure IV.1 plateforme expérimentale de la MADA (Lab.LGEB-Biskra)

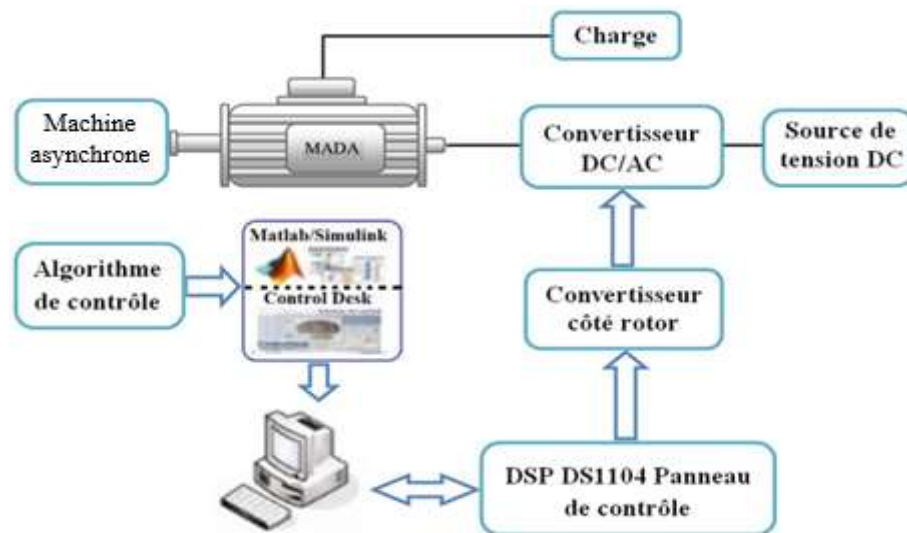


Figure IV.2 : Présentation de l'étape expérimentale.

IV.2.1 Partie Puissance :

IV.2.1.1 Machine électrique :

Notre machine est un moteur asynchrone à double alimentation de 3 KW. Et MAS de 3KW.



a. MADA



b. MAS

Figure IV.3 : la MADA et la MAS.

IV.2.1.2 Source électrique :



Figure IV.4 : Réseau triphasé + autotransformateur et alimentation monophasé 15V.

IV.2.1.3 Convertisseur :

Il est constitué d'un onduleur triphasé à structure tension, relie au réseau par une inductance triphasé L_f de valeur réglable. L'onduleur de tension (Figure IV.5) est constitué de trois bras utilisant deux interrupteurs du type IGBT, bidirectionnels en courant et commandes à l'amorçage et au blocage. Les drivers SKHI22 qui commandent chaque bras de l'onduleur sont alimentés avec une tension continue de 15 V [29].

Les signaux de commande des drivers (les ordres de commutation) sont de type C-MOS (0-15 V). En cas d'une faute d'alimentation ou d'une erreur des signaux de commande, les drivers sont bloqués et un signal d'erreur est généré.



Figure IV.5 : Convertisseur de puissance à IGBT, proposé par la firme SEMIKRON.

IV.2.1.4 Rhéostat :

Nous avons utilisé un rhéostat couplé en étoile pour varier la charge.



Figure IV.6: Rhéostat.

IV.2.2 Partie commande :

IV.2.2.1 Carte commande DSPACE 1104:



Figure IV.7 : Carte de commande DSPACE 1104.

Il est exploité par un logiciel Control-Desk et Matlab/Simulink.

IV.2.2.2 Circuit d'adaptation des signaux :

Le but d'amplifier et d'adapter les signaux de commande générés par la carte DS1104 pour l'amorçage des transistors de puissance IGBT.

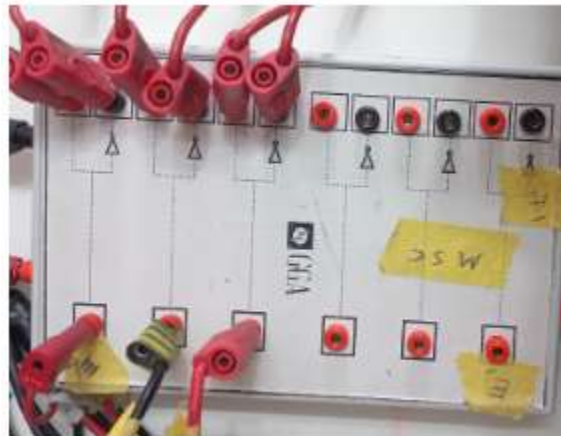


Figure IV.8 : Amplificateur.

IV.2.2.3 Capteur de vitesse :

Nous avons utilisé un encodeur incrémental de 1024 points pour mesurer la vitesse.



Figure IV.9 : Encodeur 1024 points.

IV.2.2.4 Capteur de Courant :

Nous avons utilisé deux capteurs de courant à sonde et pince de courant Fluke model i30s pour mesurer les courants statoriques. Le capteur fonctionne à effet de Hall est basé sur la mesure des champs magnétiques résultants du courant électrique. L'alimentation des capteurs est de 9V. Ces deux capteurs ont pour rôle de donner une image du courant statorique par effet de Hall. Le courant maximal pouvant être mesuré est de 20A, le rapport de conversion est de 100mV.



Figure IV.10 : Capteur de courant i310s-Sonde de courant.

IV.2.2.5 Capteur de Tension :



Figure IV.11 :C apteur de tension GWINSTEK GDP-025.

IV.2.2.6 Oscilloscope :

Pour la visualisation les signaux de sortie, nous avons utilisé un oscilloscope 4 voies de type Tektronix. Il a été configuré avec le PC.



Figure IV.12 : Oscilloscope Tektronix 4 voies.

IV.2.3 Partie software :

Afin d'exploiter la partie hardware, la réalisation de schéma de commande sur la boîte à outils Simulink de Matlab est nécessaire.

IV.2.3.1 Matlab/simulink :

Il permet de modéliser un système physique et de créer les lois de commande qui vont contrôler. On teste d'abord ces lois en simulation, si ça fonctionne, on les applique ensuite sur le banc d'essai réel.

IV.2.3.2 RTI (Real Time Interface) [29] :

RTI est une bibliothèque conçue pour la carte DS1104. Dans Matlab/Simulink, elle ajoute des blocs prêts à l'emploi qui permettent de configurer graphiquement :

- Les entrées et sortie analogiques ou numériques.
- Les lignes d'E/S logiques.
- L'interface codeur incrémental.
- La génération PWM (MLI).

La RTI conjointement avec la Real-Time Workshop, gère de façon automatique le code de l'algorithme de commande en temps réel qui est implanté directement sur la carte de contrôle DS1104.

IV.2.3.3 RTW (Real Time Workshop) :

Ce programme compile les fichiers Simulink et génère automatiquement un code en langage C. Toutes les spécifications pour convertir le modèle Simulink dans un fichier en langage C, comme par exemple les priorités entre interruptions, peuvent être contrôlées par l'utilisateur [29].

IV.2.3.4 Control desk :

Control desk est un logiciel permet de contrôler et surveiller un système en temps réel. Il offre la possibilité de modifier les paramètres, même lorsque le système est en fonctionnement sans avoir besoin de recompiler le code généré par RTI après chaque modification. De plus il est possible d'enregistrer les signaux représentant les variables électriques du système et de les exporter vers l'environnement MATLAB. [29]

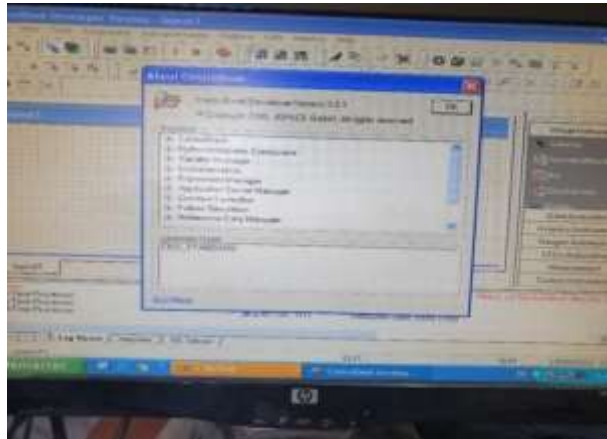


Figure IV.13 : Interface du logiciel Control Desk.

IV.3 Description du système Dspace :

Comme cela est décrit à la figure IV.12, l'identification des courants harmoniques est réalisée à l'aide du système numérique DSPACE (carte de prototypage DS1104), relié aux Outils Matlab/Simulink par le bloc d'interface Real Time Interface (RTI). Le système DS1104 se compose des éléments suivants [29] :

- La carte mère DS1104, montée dans l'ordinateur. Elle gère le fonctionnement global du système et exécute le programme principal,
- Des entrées/sorties numérique 20 bits,
- Une carte DSP de la société Texas Instrument portant la référence TMS320F240,
- Quatre sorties MLI monophasées plus une sortie MLI triphasée,
- Deux codeurs incrémentaux,
- Des entrées numériques 14 bits
- Un panneau de connexion multi-entrées, multi-sorties qui assure la liaison entre les différentes sorties des capteurs et la carte DS1104 (PC). La figure IV.12 présente la photographie de ce panneau.

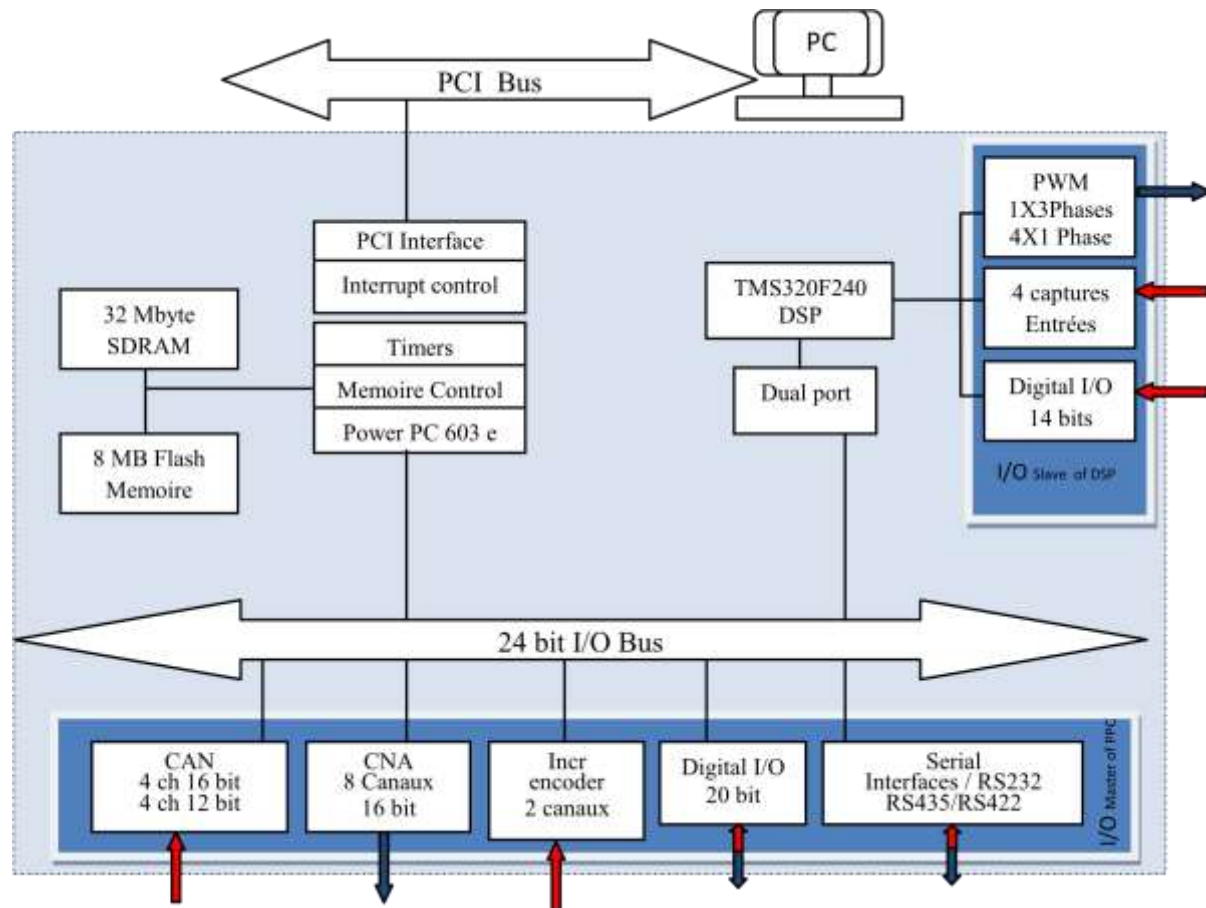


Figure IV.14 : Composition de la carte DS1104.

IV.3.1 Description de la carte DSPACE 1104 [30,31] :

La carte DSPACE fait le lien entre PC, circuit de commande et convertisseurs (A/N, N/A, capteurs, etc...) avec son interface MATLAB/Simulink, on conçoit vite des applis temps réel : le modèle Simulink est traduit en code DSP, chargé sur la carte et exécuté aussitôt. Le logiciel DSPACE permet aussi d'afficher, modifier et enregistrer les données système [30].



Figure IV.15 : la carte DSPACE 1104.

IV.3.2 Les différentes entrées/sorties de la DSPASE 1104 [31] :

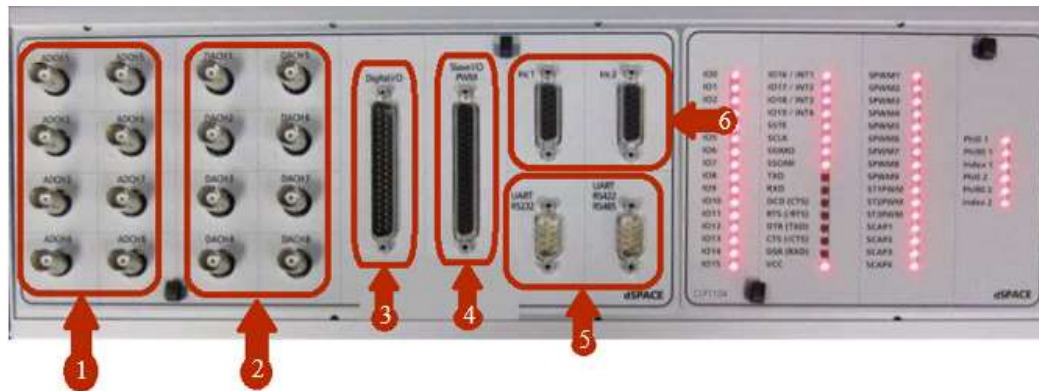


Figure IV.16 : Constitution de l'interface série de la DSPASE 1104.

- (1) : 8 convertisseurs analogiques numériques (CAN), 4 en 16 bits, 4 en 12 bits : utilisés pour la récupération de données analogiques à partir d'un système puis leur conversion au numérique et leur affichage sur PC.
- (2) : 8 convertisseurs numériques analogiques (CNA) de 16 bits pouvant délivrer une tension $\pm 10V$, utilisés pour la conversion de données numérique introduites à partir du PC en données analogiques, puis leur injection à un système externe.
- (3) : Entrée/sortie numérique utilisée lorsque nous avons affaire à un langage de programmation.
- (4) : Entrée/sortie du DSP esclave chargé de générer les signaux MLI pour la commande de l'onduleur.
- (5) : Les ports séries (RS 232, RS 422 et RS 485) : utilisés pour avoir une communication série entre la DSPASE 1104 et les différents appareils électroniques (automate, appareil de mesure, etc.).
- (6) : 2 codeurs incrémentaux (capteurs de position) de 20 entrées/sorties numériques ($IO_0 : IO_{19}$), de 3 timers (32 bits) pouvant fonctionner de manière indépendante.

IV.4 Résultats expérimentaux :

Pour valider expérimentalement les résultats obtenus en simulations dans les chapitres précédents, des tests expérimentaux ont été effectués. On a relevé quelques signaux pour différents fonctionnement (Variation de la Tension, variation de la charge, variation de la vitesse de rotation) et pour les deux techniques de commande présenté (commande PI, commande floue).

IV.4.1 Résultats expérimentaux du contrôle direct de la tension par HCC :

Cette partie concerne l'implémentation de la commande vectorielle par hystérésis de la génératrice asynchrone à double alimentation. Les résultats de l'implémentation de cette commande sont donnés par les figures IV.17, à IV.21. On remarque que la tension suit sa référence, tous les résultats sont similaires aux résultats de simulation présentés dans le chapitre III La différence est dans le temps de réponse.

➤ Essai du Variation du la tension :

La tension de référence a été modifiée selon le profil suivant :

- A $t = 1.5$ s, l'amplitude de la tension passe de 150 V à 200 V.
- A $t = 3.5$ s, elle ensuit augmentée à 250 V

La vitesse de rotation est fixe (1200 tr/min), et la charge 1.2 kw.

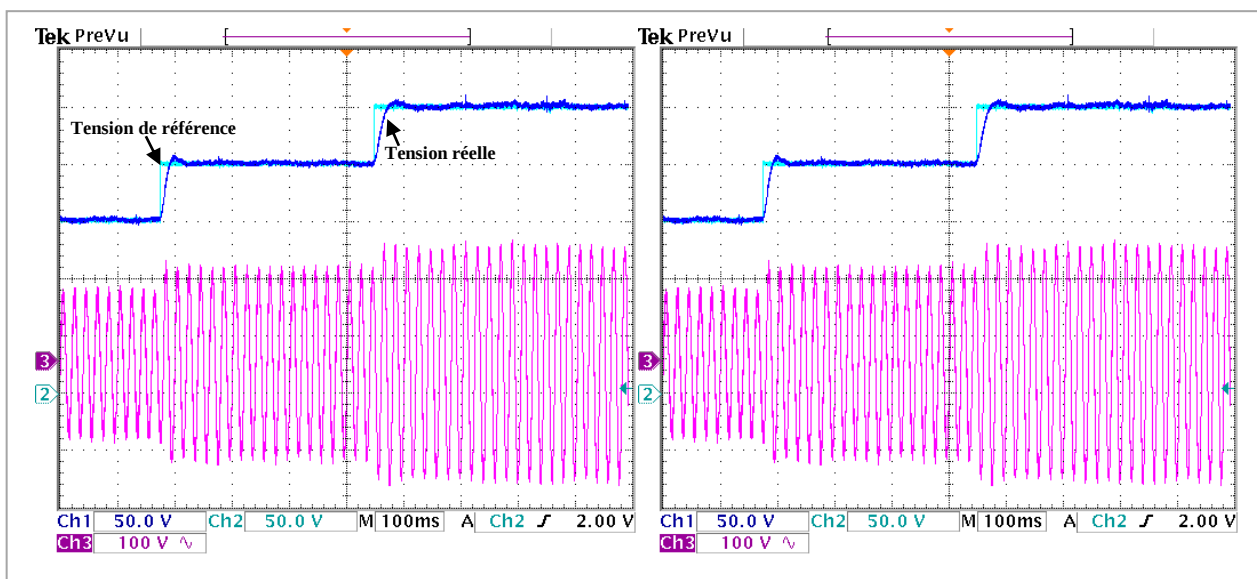


Figure IV.17 : Résultats expérimentaux du système HCC face à une variation en échelon de la référence de $|V_s|$ *

Ch1 : l'amplitude du la tension statorique réelle Ch2 : l'amplitude du la tension statorique de référence
Ch3 : la tension statorique

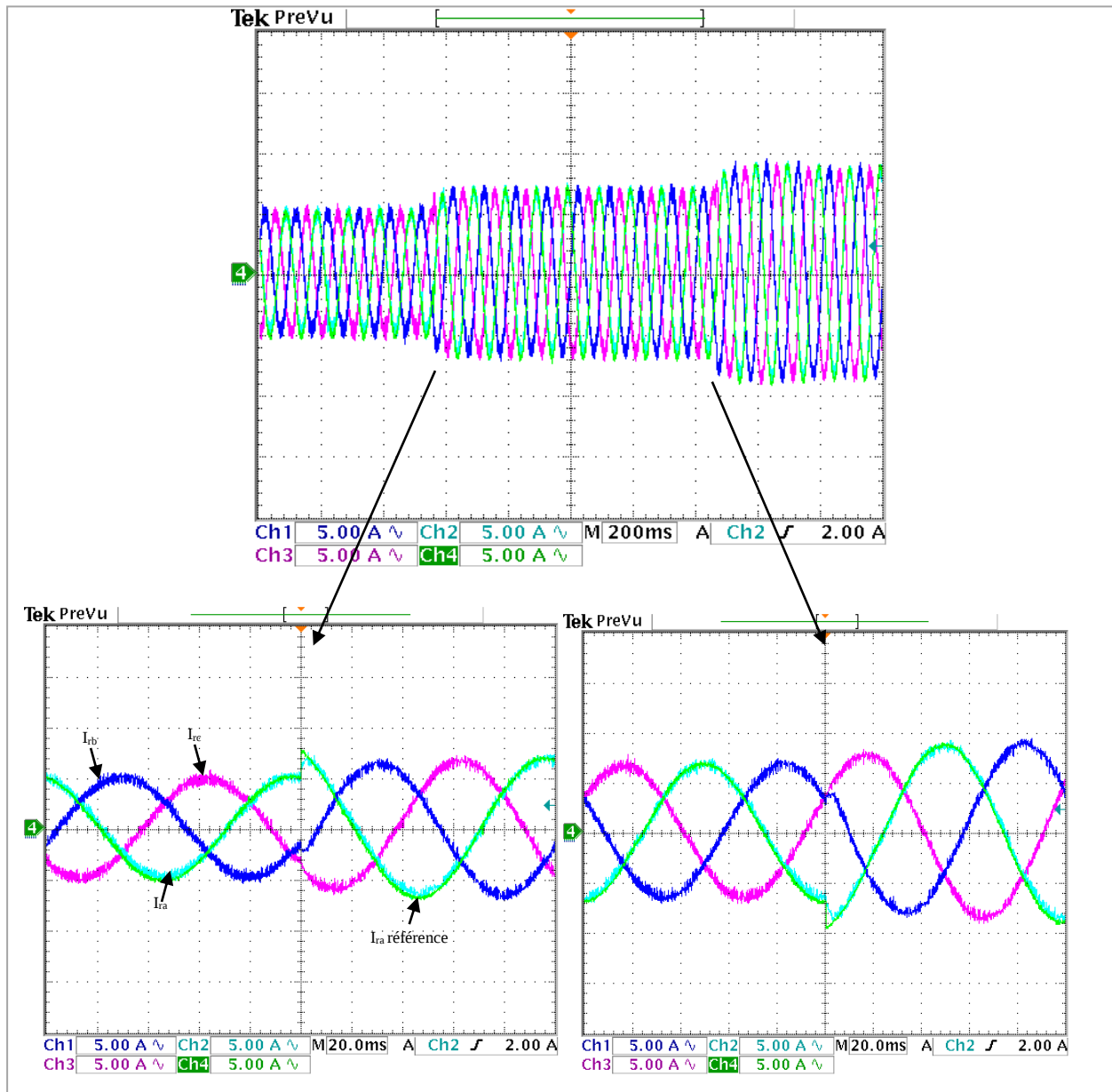


Figure IV.18 : Résultats expérimentaux du système HCC face à une variation en échelon de la référence de $|V_s|^*$

Ch1 : le courant rotorique de phase « a » Ch2 : le courant rotorique de phase « a », Ch3 : le courant rotorique de phase « c » Ch4 : le courant de rotor de phase « a » de référence.

➤ Essai du variation de la charge :

La charge est progressivement augmentée de 20% à 70% entre $t = 1.5s$ et $t = 3.5s$.

La tension 150 V et la vitesse du rotation = 1200 tr/min.

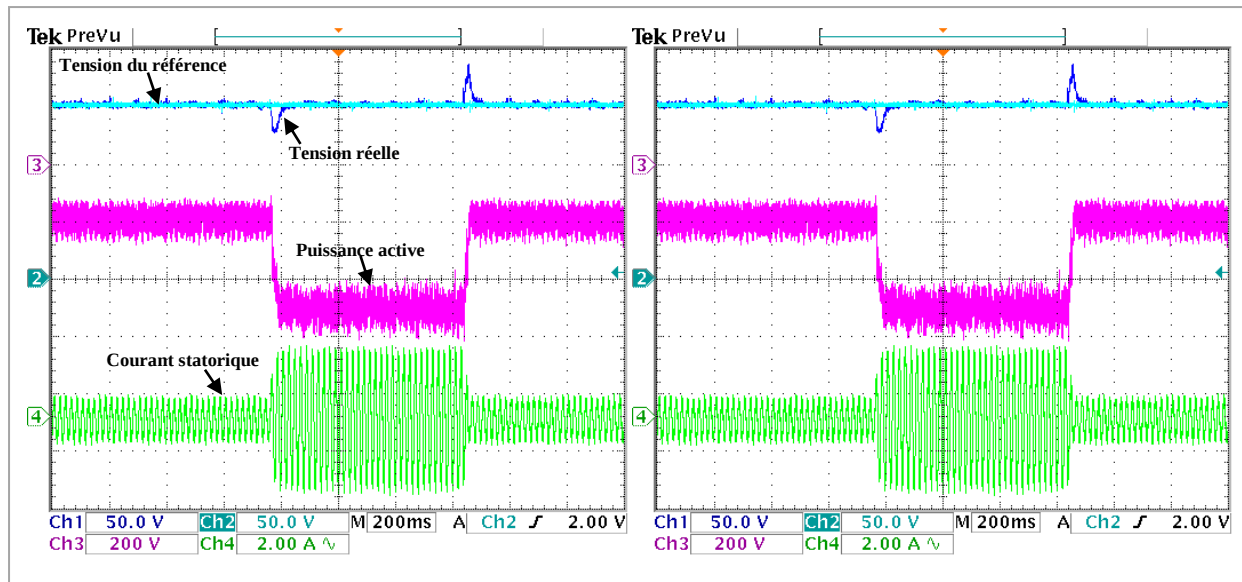


Figure IV.19 : Résultats expérimentaux du système HCC face à une variation en échelon de la charge.

Ch1 : l'amplitude de la tension statorique réelle, Ch2 : l'amplitude de la tension statorique de référence
Ch3 : la puissance active du stator, Ch4 : le courant statorique du phase « a ».

➤ Essai du variation de la vitesse de rotation :

La vitesse varie de manière suivante : à $t = 1.5s$, la vitesse augmente brutalement de 1000 tr/min à 1400 tr/min et à $t=3.5 s$ retourne à 1000 tr/min

La charge fixe 1.2 kw et la tension 150 V.

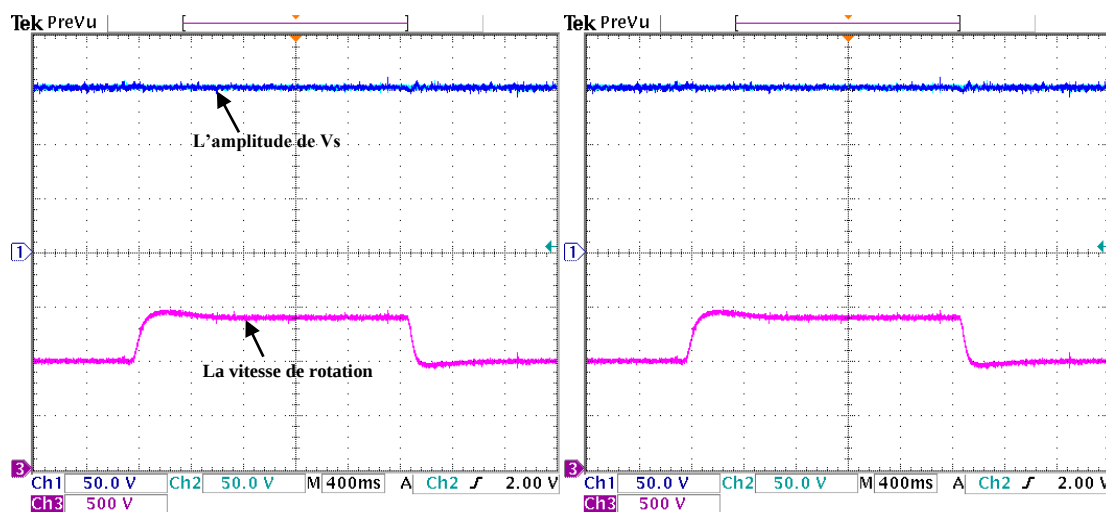


Figure IV.20 : Résultats expérimentaux du système HCC face à une variation en échelon de la vitesse de rotation.

Ch1 : l'amplitude de la tension statorique réelle, Ch2 : l'amplitude de la tension statorique de référence
Ch3 : la vitesse de rotation.

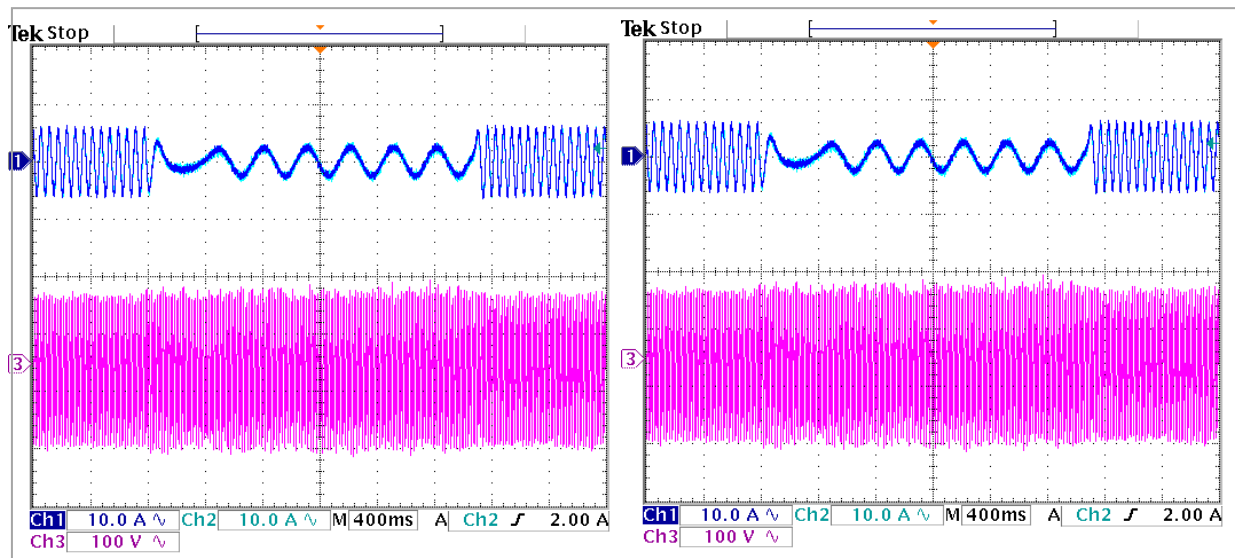


Figure IV.21 : Résultats expérimentaux du système HCC face à une variation en échelon de la vitesse de la rotation.

Ch1 : le courant rotorique du phase « a » réelle, Ch2 : le courant rotorique du phase « a » de référence
Ch3 : la tension statorique du phase « a »

IV.4.2 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle basé sur la logique floue :

Cette partie concerne l'implémentation de la commande vectorielle indirect de la génératrice asynchrone à double alimentation. Les résultats de l'implémentation de cette commande sont donnés par les figures IV.22, à IV.21. On observe que la tension aussi suit sa référence.

➤ Essai de variation du la tension :

La tension de référence évolue par paliers 150 V à 200 V ensuite 250 V, avec un vitesse constante (1200 tr/min) et charge de 1.2 kw.

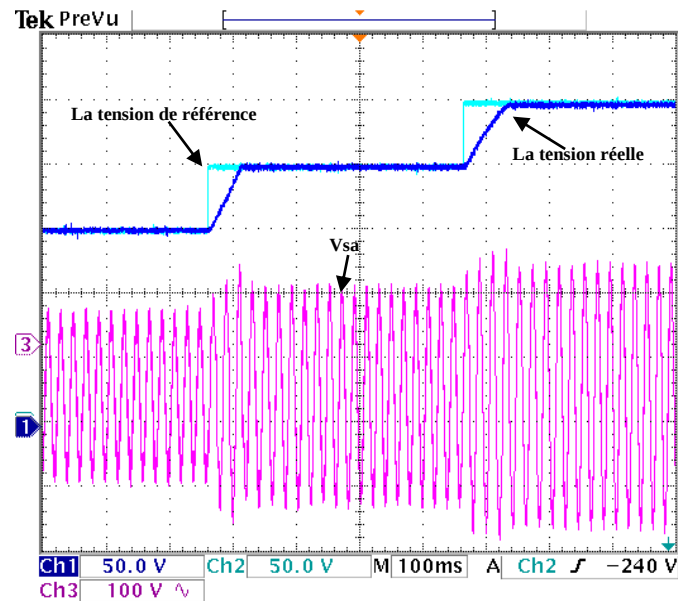


Figure IV.22 : Résultats expérimentaux du système basée sur la logique floue face à une variation en échelon de la référence de $|V_s|$ *

Ch1 : l'amplitude de la tension statorique réelle Ch2 : l'amplitude de la tension statorique de référence
Ch3 : la tension statorique

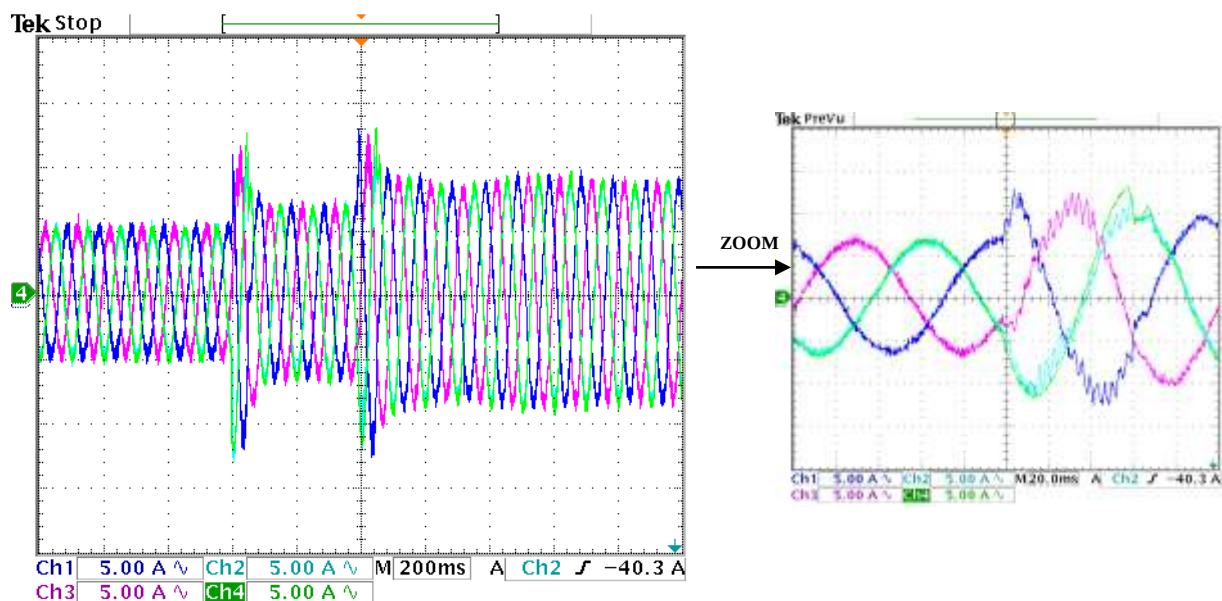


Figure IV.23 : Résultats expérimentaux du système basée sur la logique floue face à une variation en échelon de la référence de $|V_s|$ *

Ch1 : le courant rotorique de phase « a » Ch2 : le courant rotorique de phase « a », Ch3 : le courant rotorique de phase « c » Ch4 : le courant de rotor de phase « a » de référence.

➤ Essai du variation de la charge :

La charge est variée entre 20% et 70% avec une tension de 150 V et vitesse de rotation = 1200 tr/min.

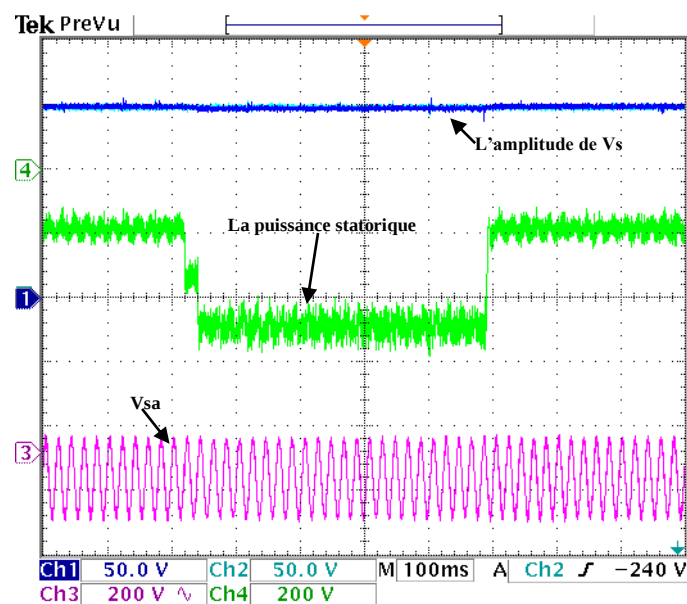


Figure IV.24 : Résultats expérimentaux du système basé sur la logique floue face à une variation en échelon de la charge.

Ch1 : l'amplitude de la tension statorique réelle, Ch2 : l'amplitude de la tension statorique de référence
Ch3 : le courant statorique du phase « a », Ch4 : la puissance active du stator.

➤ Essai du variation de la vitesse de rotation :

la vitesse augmente brutalement de 1000 tr/min à 1400 tr/min et retourne à 1000 tr/min.

La charge fixe 1.2 kw et la tension 150 V.

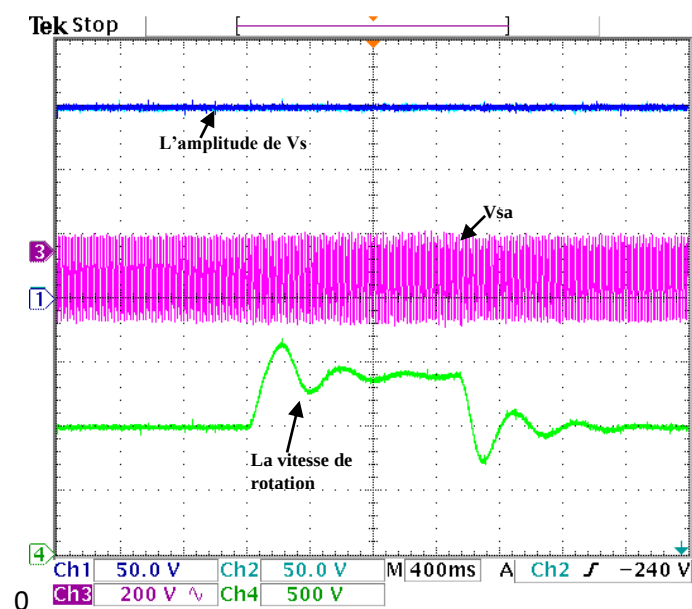


Figure IV.25 : Résultats expérimentaux du système basé sur la logique floue face à une variation en échelon de la vitesse de rotation.

Ch1 : l'amplitude de la tension statorique réelle, Ch2 : l'amplitude de la tension statorique de référence
Ch3 : la tension statorique du phase « a », Ch4 : la vitesse du rotation.

IV.4.3 Interprétation des résultats en les comparant à ceux obtenus par simulation :

Les résultats obtenus montrent clairement que la théorie de la commande vectorielle par HCC et son implémentation sont d'une similarité presque parfaite. Néanmoins, il reste des contraintes physiques réelles non prises en considération.

Dans la validation expérimentale de la commande vectorielle basée sur la logique floue, les résultats obtenus en pratique étaient globalement similaires aux résultats de simulation en terme comportement dynamique. Mais deux remarques importantes ont été relevées :

Le système réel a présenté un temps de réponse plus long que celui observé en simulation. Cette différence est principalement due aux effets physiques non modélisés.

Et on le cas de variation du la charge la tension suivie sa référence plus précis.

IV.5 Conclusion :

Après avoir mis en œuvre les stratégies proposées dans ce travail par simulation, leur validité a été vérifiée expérimentalement dans ce chapitre en utilisant un moteur asynchrone à double alimentation (3 KW), et la carte DSPACE 1104 a été utilisée, qui se caractérise par sa puissance de calcul et sa précision, car elle donne la possibilité de mettre en œuvre différentes commandes sur des machines électriques, quelle que soit leur complexité.

Les résultats expérimentaux de la commande vectorielle par hystérésis ont montré une grande similitude avec ceux de la simulation, avec une légère différence au niveau du temps de réponse. Quant à la commande floue, les résultats expérimentaux étaient également cohérents avec la simulation, bien qu'on note des écarts au niveau du temps de réponse et meilleur précision lors des essais de variation de charge par rapport à la simulation.

Les essais menés dans ce chapitre ont permis de valider expérimentalement les deux techniques de commande en utilisant la carte DSPACE, malgré certaines limitations techniques qui ont restreint l'étendue des tests. Ces limitations pourraient être surmontées dans des travaux futurs.

Conclusion générale.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, une commande d'un MADA autonome pour des systèmes autonomes basée sur le contrôle de la tension et de la fréquence du stator a été développée, analysée, conçue et mise en œuvre. Les résultats de simulation et les essais expérimentaux montrent qu'un contrôle efficace du MADA autonome a été atteint en mode génération. Cette étude propose une solution de commande haute performance pour un MADA autonome dans des applications à tension et fréquence fixes, en alternative au schéma largement utilisé de commande orientée flux statorique (FOC), qui est sensible à la variation des paramètres de la machine et nécessite un capteur de vitesse précis pour l'orientation du flux et le découplage.

Dans un premier temps, nous avons présenté les fondements théoriques et expliqué les principes de base des techniques de commande appliquées au MADA, en évidence les aspects liés à la modélisation de la machine. Nous avons ensuite orienté notre étude vers l'implémentation pratique de ces stratégies, en commençant par une phase de simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink, qui nous a permis d'évaluer la faisabilité et l'efficacité des stratégies proposées.

Pour valider les résultats obtenus, Une mise en œuvre d'un banc d'essais expérimental développé et installé localement au laboratoire (LGEB) à l'université de Biskra, composé d'une machine asynchrone à double alimentation d'une puissance de l'ordre de 03 KW associée à une machine asynchrone d'une puissance de l'ordre d'un 03 KW, émulant l'aérogénérateur, piloté par une carte DSPACE (DS1104). Ceci nous grandement permet et assurer une validation expérimentale des résultats théoriques issus des simulations effectuées sur l'outil Matlab/Simulink.

Dans une perspective future, ce travail peut être prolongé par :

- L'intégration de techniques intelligentes tels que les réseaux de neurones dans la commande du MADA, et l'optimisation des paramètres de régulation pour meilleure robustesse face aux variations des charges ou conditions de fonctionnement.

- La validation expérimentale sur un banc de test plus complet incluant des perturbations réelles.

Annexes

Annexes A

Paramètres du système MADA en mode autonome :

Nom et symbole des paramètres	Valeur numérique
Puissance nominale P_n	3 KW
Tension nominale statorique	235.26 V
Fréquence nominale statorique f	50 Hz
Nombre de paires de pôle	2
Vitesse nominale	1450 tr/min
Résistance statorique R_s	1.6 Ω
Résistance rotorique R_r	2.62 Ω
Inductance statorique L_s	0.195 H
Inductance rotorique L_r	0.195 H
Inductance mutuelle M	0.1770 H
Moment d'inertie des masses tournantes J	0.03 Kg.m²
Coefficient de frottement f	0.002 Nm/rad/s

Tableau A.1 : Paramètres de la MADA de 3kW.

Les paramètres du régulateur :

Tableau A.2 : Paramètres du régulateur PI

	La commande direct MLI	La commande direct HCC
Kp	0.07	0.07
Ki	3.4	7.4

Annexes B

Annexe B.1 : Courbe I_{ar} -MLI- essai variation de la charge ;

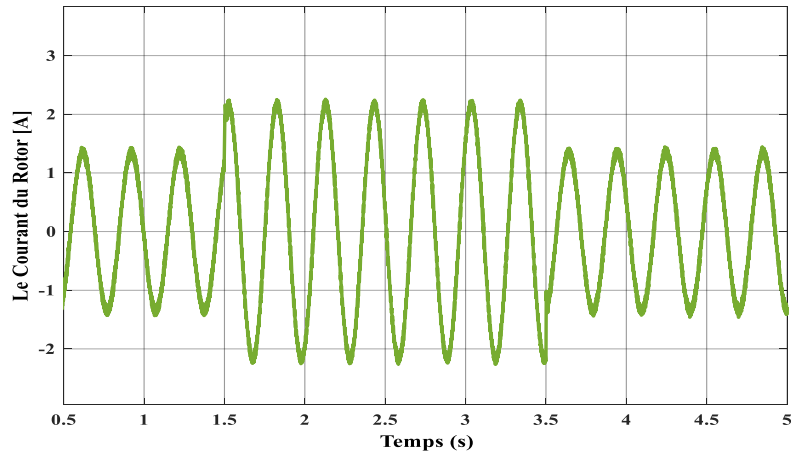


Figure B.1 : Le courant rotorique I_{ar} .

La figure B.1 met en évidence l'évolution des composantes du courant rotorique. Lors du changement de charge, une augmentation du courant rotorique est constatée, signe de l'augmentation de l'effort de commande exercé par le convertisseur rotorique pour maintenir la tension statorique constante.

Annexe B.2 : Courbe T_{em} MLI essai variation de la charge ;

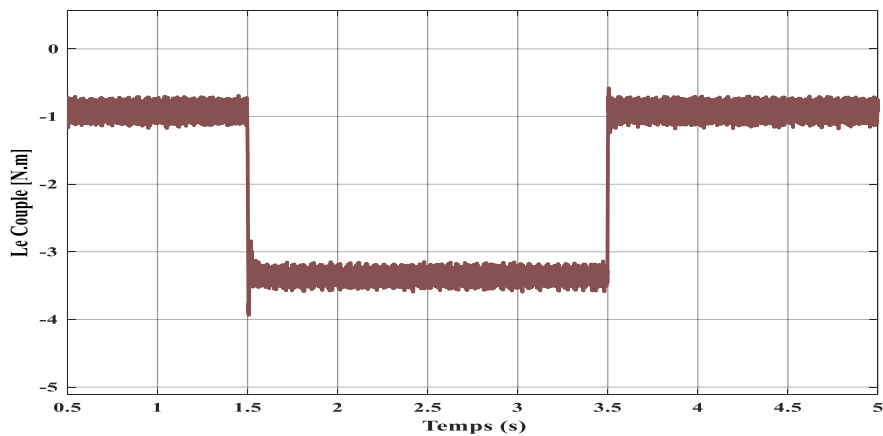


Figure B.2 : Le couple électromagnétique T_{em} .

Le couple électromagnétique présente également une chute notable durant l'augmentation de la charge. Cette diminution est cohérente avec l'augmentation de la charge, ce qui entraîne une augmentation de la demande de couple pour maintenir la vitesse de rotation constante.

Annexe B.3 : Courbe I_{ar} HCC essai variation de la charge ;

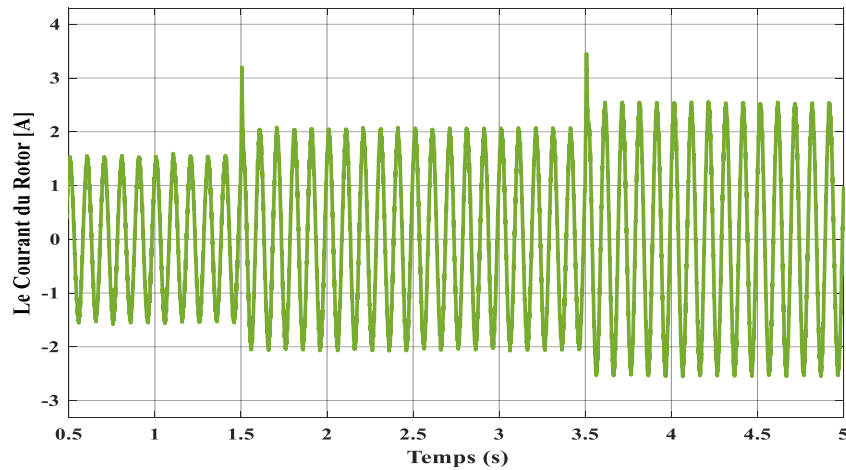


Figure B.3 : Le courant Rotorique I_{ar}

La figure B.3 présente le courant rotorique I_{ar} . On note que chaque augmentation de la tension statorique entraîne une augmentation de l'amplitude du le courant. Cela est cohérent avec la demande accrue en énergie imposée par l'augmentation de la tension, ce qui met en évidence une adaptation rapide du système.

Annexe B.4 : Courbe T_{em} HCC essai variation de la charge ;

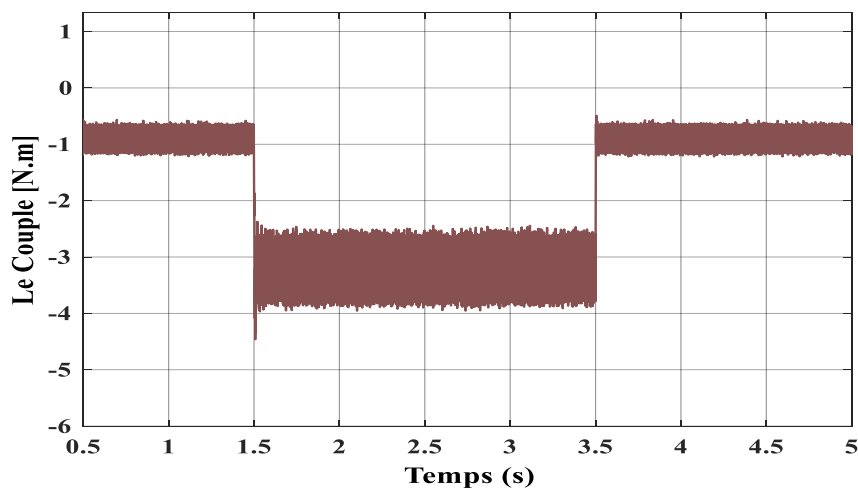


Figure B.4 : Le couple électromagnétique.

Le couple électromagnétique, quant à lui, suit les variations de la charge de manière cohérente. Il augmente lors de l'application du couple résistant et revient à son niveau initial dès la diminution de la charge, ce qui démontre une réactive dynamique efficace du système.

Annexe B.5 : Courbe Tem FLC essai variation de la charge ;

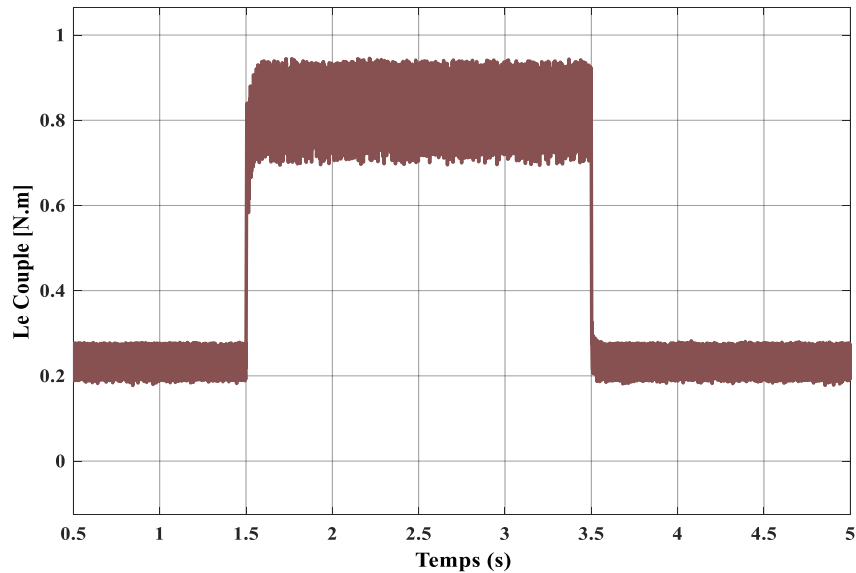


Figure B.5: le couple électromagnétique Tem.

La figure B.5 illustre le couple électromagnétique, qui réagit rapidement aux changements de charge, avec un retour à la valeur initiale une fois la charge réduite, traduisant une bonne stabilité de la commande.

Références.

Références

- [1] **F.TOUMI** « Commande et Modélisation D'une Machine Asynchrone À Double Alimentation » thèse de Master en Electrotechnique, de l'université de Biskra, 10 juin 2024
- [2] **R. Arindya**, "A Variable Speed Wind Generation System Based on Doubly Fed Induction Generator," Bulletin of Electrical Engineering and Informatics, December 2013, doi: 10.11591/eei.v2i4.193.
- [3] **M.Sharawy, Adel A. Shaltout, Naser M. B. Abdel-Rahim, Benha University, Mahmoud A. Al-Ahmar** "starting of induction motor fed with stand-alone DFIG", October 2021, Bulletin of Electrical Engineering and Informatics, doi:[10.11591/eei.v10i5.3161](https://doi.org/10.11591/eei.v10i5.3161)
- [4] **A.CHAIBA**, "Commande de la Machine asynchrone a double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle" Thèse Doctorat en Sciences, en Electrotechnique, Université de Batna, 11 Juillet 2010.
- [5] **R.KHEBAL et Z.kHEBAL** « commande directe de puissance (DPC) d'une MADA Intégrée à un système éolien » thèse de Master en Electromécanique de l'université de M'sila, 2022
- [6] **A.BANJAR et C.NUVUNGA** « Commande directe des puissances (DPC) appliquée sur une Génératrice à double alimentation connectée avec turbine éolienne » thèse de Master, de l'université de Ain-Temouchent-, 2022.
- [7] **A.BERRA et N.DJEDI** « La Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation » mémoire de Master de l'université de M'sila, 2019.

- [8] **H.TEBANI et Y.TOURI** « la commande vectorielle en puissance de la machine asynchrone a double alimentation » mémoire de master de l'université de TIZI-OUZOU,2016
- [9] **M.S.CHABANI** « Contribution to the Control of Doubly Fed Induction Machine DFIM » thèse de doctorat de l'université de Biskra,2022.
- [10] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, M.A. Perez, A Survey on Cascaded 125 Multilevel Inverters, IEEE Trans. Ind. Electron. 57 (2010) 2197–2206.,
- [11] **S.SOUED** « The DFIG Based Wind Farms and Their Impact on Electrical Power Systems” thèse de doctorat, de université BOURGOGNE FRANCHE-COMTE, 27 novembre 2019.
- [12] S. Ademi, M. Jovanovic, Theoretical and Experimental Evaluation of Vector Control for Doubly-Fed Reluctance Generators, Proc. - 2014 Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2014. (2014) 936–942
- [13] S. Muller, M. Deicke, and R. W. De Doncker, "Doubly fed induction generator systems for wind turbines, " IEEE Industrial Application Magazine, vol. 17, no. 1, pp. 26–33, May/June 2002.
- [14] S. Arnalte, J. C. Burgos, and J. L. Rodríguez-Amenedo, "Direct torque control of a doubly-fed induction generator for variable speed wind turbines," Electric Power Components and Systems, vol. 30, no. 2, pp. 199–216, 2002.
- [15] R. Datta, and V.T. Ranganathan, "Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, no. 3, pp.390–399, May 2001.
- [16] W. S. Kim, Su. Jou; K. Lee, and S. Watkins, "Direct power control of a doubly fed induction generator with a fixed switching frequency," IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. pp.1–9, Oct. 2008.
- [17] **Y. DJERIRI** « Commande directe du couple et des puissances d’une MADA associée à un système éolien par les techniques de l’intelligence artificielle. » thèse de doctorat de université Djilali liabes de sidi-bel-abbes, 2015.
- [18] **A. Benamor**, « Contribution à la Modélisation, à la Commande et au Contrôle des

- Systèmes de Production de l'Energie Électrique Renouvelable », Thèse de Doctorat en Sciences en Génie Electrique : Université Mohamed Khider de Biskra, 18/11/ 2019.
- [19] **M.Allam, B.Dehiba1, M.Abid 1, Y.Djeriri 2, et R.Adjoudj** « Etude comparative entre la commande vectorielle directe et indirecte de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dédiée à une application éolienne », Université de Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès22000, Algérie
- [20] « Contrôle des courants par hystérésis », URL : <http://relatifetincongru.free.fr/node30.html>, consulté le 09 avril 2025.
- [21] **M.Benabdallah , N.Goffa et Y.Abdellaoui** « UTILISATION DE LA LOGIQUE FLOUE POUR LA COMMANDE D'UNE ÉOLIENNE À BASE DE LA MADA », mémoire deb master de université de Naama,2022.
- [22] **Jantzen, J.** (2007). Foundations of fuzzy control: A practical approach [PDF]. John Wiley & Sons. Disponible sur <https://ndl.ethernet.edu.et/bitstream/123456789/37716/1/10078.pdf>
- [23] **R.BELHADEF, B.BOUTAYA** « Commande vectorielle et par logique floue de la machine asynchrone sans capteur », Projet de fin d'études de école Nationale Polytechnique,2008.
- [24] **M.K.Touati** « Étude D'une Génératrice Éolienne Connectée Au Réseau Électrique » mémoire de Magister, de Université de Batna,2015.
- [25] **H.BELOUAAR** « Modélisation d'une approche basée agent et logique floue pour la qualité des services Web » thèse Doctorat, de Université de Biskra,2018.
- [26] **M.S.CHABANI** "Experimental Behaviour Analysis for Optimally Controlled Standalone DFIG System", July 2019,URL: https://www.researchgate.net/publication/333189463_Experimental_Behaviour_Analyses_for_Optimally_Controlled_Standalone_DFIG_System
- [27] **M.EUROPA** « Une approche de séction des services Web basée sur la logique floue » mémoire de Magister, de Université de Biskra,2019.

- [28] **M.S.CHABANI** “A Fuzzy Logic Control Implementation Based Vector Control of DFIG Drives In Stand-alone Mode” , October 2020 URL:
https://www.researchgate.net/publication/371371676_A_Fuzzy_Logic_Control_Implementation_Based_Vector_Control_of_DFIG_Drives_In_Stand-alone_Mode?enrichId=rgreq-05e5d7c0673caa349a575643e42354cc-XXX&enrichSource=Y292ZXJQYWdlOzM3MTM3MTY3NjtBUzoxMTQzMTI4MTE2NjE3MjMxNUAxNjg2MTc5MjUzODIx&el=1_x_2&_esc=publicationCoverPdf
- [29] **T.MAHNI** “Etude et conception d’un filter actif parallèle triphasé à quatre fils en vue de sa commande par des methods d’intelligence arrtificielle”, thèse de Doctorat, de université de Biskra ,2016.
- [30] **F. BOUCETTA**“Commande Vectorielle de la MAS par Différents Régulateurs : PI et à Logique Floue Simulation et Implémentation pratique », mémoire de Master, d’université du Biskra, 2016.
- [31] **S.E.ABABSA et O.MAZHOUDI** « Implémentation De La Commande Scalaire D’un Moteur Asynchrone Triphasé 1 Kw En Utilisant La Carte Dspace 1104 », mémoire de Master, du université de Biskra, 2022.
- [32] **Festo Didactic.** (2015). Principes de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation. [PDF]. Disponible sur :
https://labvolt.festo.com/downloads/86376_F0.pdf

