

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE  
N° : CE-08



FILIERE : ELECTROTECHNIQUE  
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention  
Du diplôme de Master

Par : FAID Mohammed Amine  
BOUGUERRA Dounya

*THÈME*

**Contrôle des puissances active et réactive d'une  
génératrice asynchrone à double alimentation (GADA)**

**Soutenu devant le jury composé de :**

BARKAT Said	Université M'sila	Président
BELOUNIS Ouassila	Université M'sila	Rapporteur
MEKKI Hamza	Université M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2022 /2023**

# بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

أَقْرَأَ بِاسْمِ رَبِّكَ الَّذِي خَلَقَ - ١ - خَلَقَ الْإِنْسَانَ مِنْ عَلَقٍ - ٢ - أَقْرَأَ  
وَرَبُّكَ الْأَكْرَمُ - ٣ - الَّذِي عَلَّمَ بِالْقَلَمِ - ٤ - عَلَّمَ الْإِنْسَانَ مَا لَمْ يَعْلَمْ - ٥ -

صدق الله العظيم

# REMERCEMENTS

Tout d'abord, nous remercions « **ALLAH** », tout puissant, qui nous 'a éclairé le Bon chemin et qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail dans les meilleures conditions.

Nous remercions notre encadreur « **M me BELOUNIS Ouassila** » de nous avoir fait l'honneur de diriger ce travail.

Merci profondément pour votre encouragement continu, de vos corrections minutieuses, sans quoi ce travail n'aurait pu être réalisé dans d'aussi bonnes conditions.

Votre amabilité, votre sérieux, votre compréhension, votre compétence et surtout vos qualités humaines nous ont beaucoup marqués.

Merci de nous avoir supportés et aussi pour tous les sacrifices consentis.

Nous n'oublierons pas la gentillesse dont vous nous avez fait preuve en nous accueillant en toute circonstance.

Veillez trouver cher maitre dans ce travail la démonstration de notre grande estime et de nos profonds respects.

Nos sincères considérations et remerciement sont également exprimés aux membres du jury :

- **Président**, pour nous avoir fait l'honneur et le plaisir de présider ce jury.
- **Examineur**, d'avoir accepté de faire partie du jury et de donner de son temps pour examiner ce travail

Nous sommes très honorés de leur présence dans ce jury

Enfin, nous ne pouvons achever ce mémoire sans exprimer nos gratitude à tous les enseignements de département de génie électrique M'sila pour leur dévouement et leur assistance tout au long de nos études universitaires

Un grand merci à tous

---

## DEDICACE

*A mon cher père et ma chère mère  
Pour l'éducation et le grand amour Dont ils m'ont  
entouré*

*Et*

*Pour leur patience et leurs sacrifices.*

*A mes chers frères Abdelatif et Mouhammed youcef  
A mes chères sœurs Assala, Hadil, Mariem et Manel*

*A mon binôme : FAID Mohammed Amine*

*A tous mes amies : Ammari Nesrine, Ouahchi Afaf,  
Sarraï Oum saad, Chergui Amina, Ben chaaban*

*Ahlem, Betka Asma, Mellek Salma*

*A tous mes proches*

*A tous ce que j'aime*

*Ce modeste mémoire leur est dédié.*

*Dounya*

## إهداء

إلى من أفضلها عن نفسي، أعلى وأعز إنسانة في حياتي، إلى من لم تدخر جهدا في سبيل  
إسعادي على الدوام، إلى من منحتني القوة والعزيمة ، وكانت سببا في مواصلة دراستي ،  
إلى صاحبة القلب الطيب النابض بالحب والحنان.

" أمي الحبيبة ♥ " حفظها الله وأطال عمرها .

إلى من افتقده وأشتاق إليه كثيرا، إلى من غادر وترك فراغا في حياتي  
" أخي يوسف " رحمه الله .

*Mohammed Amine*

## Sommaire

<i>Remerciement</i> .....	<i>I</i>
<i>Dédicace</i> .....	<i>II</i>
<i>Sommaire</i> .....	<i>IV</i>
<i>Liste des figures</i> .....	<i>VIII</i>
<i>Liste des tableaux</i> .....	<i>XI</i>
<i>Notation</i> .....	<i>XII</i>
<i>Introduction générale</i> .....	<i>1</i>
<b>Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (GADA)</b>	
I.1 Introduction .....	3
I.2 Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (GADA) .....	3
I.2.1 Hypothèses simplificatrices .....	4
I.2.2 Modèle mathématique de la GADA dans le repère triphasé- triphasé.....	4
I.2.3 Changement de repère .....	7
I.2.4 Modèle de la GADA dans le repère biphasé-biphasé.....	8
I.2.4.1 Mise sous forme d'équation d'état .....	10
I.3 Résultats de simulation numérique du système .....	11
I.3.1 Résultats de simulation fonctionnement moteur (MADA).....	11
I.3.2 Interprétation des résultats .....	13
I.3.3 Résultats de simulation fonctionnement générateur (GADA) .....	13
I.3.4 Interprétations des résultats.....	17
I.4 Conclusion .....	17
 <b>Chapitre II : Commande vectorielle des puissances actives et réactives</b>	
II.1 Introduction.....	18
II.2 Le principe de la commande vectorielle de la GADA.....	18
II.3 Modèle de la GADA à flux statorique orienté .....	19
II.3.1 Relations entre les courants statoriques et les courants rotoriques .....	20
II.3.2 Relations entre les puissances statoriques et courants rotoriques .....	20
II.3.3 Relations entre les tensions rotoriques et les courants rotoriques .....	21
II.3.4 Type des régulateurs utilisés .....	23
II.3.4.1 Synthèse des régulateurs PI .....	23
II.3.4.2 Système régulé par un régulateur PI.....	23

II.3.4.3 Calcul des paramètres du régulateur PI .....	24
II.4 La commande vectorielle .....	24
II.4.1 Commande indirecte basée sur l'orientation du flux statorique.....	25
II.4.1.1 Commande en boucle ouverte.....	25
II.4.1.2 Commande en boucle fermée .....	26
II.4.2 Résultats de simulation sans convertisseur .....	26
II.4.3 Interprétation des résultats .....	28
II.5 Modélisation des convertisseurs statique.....	29
II.5.1 Modélisation et commande de l'onduleur .....	30
II.5.2 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) .....	31
II.6 Commande vectorielle de la GADA avec un convertisseur a deux niveaux	33
II.6.1 Principe de fonctionnement d'un redresseur à MLI .....	33
II.6.2 Modélisation du redresseur à MLI .....	33
II.6.2.1 La source d'alimentation.....	34
II.6.2.2 L'étage Convertisseur .....	34
II.6.2.3 La charge .....	35
II.6.3 Régulation en cascade du redresseur à MLI dans le repère (d, q) .....	35
II.6.3.1 Modélisation dans le repère (d, q) .....	36
II.6.3.2 Résultats de simulation avec convertisseur .....	38
II.6.4 Interprétation des résultats .....	40
II.7 Conclusion .....	41
<b>Chapitre III : Commande par mode glissant des puissances actives et réactives</b>	
III.1 Introduction .....	42
III.2 Système à structure variable .....	42
III.2.1 Objectif de la commande par mode glissant.....	42
III.2.2 Principe.....	42
III.2.2.1 Régime glissant idéal.....	43
III.2.2.2 Régime glissant réel .....	43
III.3 Différentes structures du contrôle par mode de glissement .....	43
III.3.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande .....	43
III.3.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état .....	44
III.3.3 Structure de régulation par ajout de la commande équivalente .....	44
III.4 Conception de l'algorithme de commande par mode glissant .....	45
III.4.1 Choix des surfaces de glissement .....	45
III.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant .....	46

III.4.2.1 La condition directe de commutation .....	47
III.4.2.2 La fonction de Lyapunov .....	47
III.4.2.3 Détermination de la loi de commande .....	47
III.5 Le phénomène du Chatterings .....	49
III.5.1 La proposition de Slotine .....	50
III.5.2 La proposition de Harshima .....	50
III.6 Domaine d'applications de la commande par mode glissant .....	51
III.7 Avantages de la commande par mode glissant .....	51
III.8 Commande non linéaire par mode glissant .....	51
III.8.1 Modèle de la GADA .....	51
III.8.1.1 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques .....	52
III.8.1.2 Relations de la dérivée de courants rotoriques .....	52
III.8.2 Commande indirecte par mode glissant du GADA : .....	52
III.8.3 Commande Directe par Mode Glissant du GADA : .....	55
III.8.4 Résultats de simulation .....	58
III.8.4.1 Résultats de simulation de la commande indirecte par mode glissant sans convertisseur .....	58
III.8.4.2 Résultats de Simulation de la commande indirecte par mode glissant avec convertisseur .....	60
III.8.4.3 Résultats de simulation de la Commande directe par mode glissant avec convertisseur .....	62
III.8.5 Interprétation des résultats .....	63
III.9 Conclusion .....	64
<b>Chapitre IV : Commande par mode glissant-floue des puissances actives et réactives</b>	
IV.1 Introduction .....	65
IV.2 Notions fondamentales de la logique floue .....	65
IV.3 La Commande mode glissant-floue .....	67
IV.4 Résultats de simulation .....	69
IV.4.1 Résultats de simulation de la commande mode glissant-floue sans convertisseur .....	69
IV.4.2 Résultats de simulation de la commande mode glissant-floue avec convertisseur .....	71
IV.5 Interprétation des résultats .....	73
IV.6 Etude comparative .....	73
IV.7 Conclusion .....	76
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>78</b>
<b>Bibliographie .....</b>	<b>79</b>

<i>Annexes</i> .....	84
<i>Résumé</i> .....	86

Liste des figures

**Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (GADA)**

Figure I.1: Représentation de la machine asynchrone à double alimentation ..... 4

Figure I.2: Modèle de Park de la GADA..... 8

Figure I.3: Représentation de la machine dans le repère diphasé ..... 9

Figure I.4: Courant statorique et rotorique de phase (a) (Isa et Ira)..... 11

Figure I.5: Vitesse mécanique et couple électromagnétique ..... 12

Figure I.6: Les composantes du flux statorique ..... 12

Figure I.7: Les composantes du courant statoriques..... 12

Figure I.8: Les composantes du courant rotoriques..... 13

Figure I.9: Les tensions triphasées appliquées au stator et celle appliquée au rotor de la GADA . 14

Figure I.10: Les courants statoriques triphasées avec un zoom..... 14

Figure I.11: Les courants rotoriques triphasées avec un zoom..... 14

Figure I.12: Courant rotorique GADA (d, q)..... 15

Figure I.13: Courant statorique de GADA (d, q) ..... 15

Figure I.14: Flux statorique de GADA (d, q)..... 15

Figure I.15: Puissances statoriques (Ps, Qs)..... 16

Figure I.16: Puissance rotorique (Pr, Qr) ..... 16

Figure I.17: Couple électromagnétique..... 16

**Chapitre II : Commande vectorielle des puissances actives et réactives**

Figure II.1: Analogie entre MCC à excitation séparée et GADA. .... 18

Figure II.2: Modèle simplifié de la MADA pour le contrôle des puissances. .... 22

Figure II.3: Schéma de la régulation..... 23

Figure II.4: Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée. .... 26

Figure II.5 : La puissance active et réactive statorique et sont référence avec boucle de puissance. 27

Figure II.6: Le flux statorique selon l'axe d et q avec boucle de puissance..... 27

Figure II.7: Le courant statorique et rotorique selon l'axe d et q avec boucle de puissance. 28

Figure II.8: Le couple électromagnétique avec boucle de puissance. .... 28

Figure II.9: La tension  $V_{rd}$  (V) et le courant  $I_{rd}$  (A) d'une phase rotorique boucle fermée. .... 28

Figure II.10: Structure de la cascade du redresseur du courant à MLI à deux niveaux Onduleurs de tension à deux niveaux –GADA. .... 29

Figure II.11: Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux..... 30

Figure II.12: Signaux de références, la porteuse et l'état S1 de la premier interrupteur..... 32

Figure II.13: Structure du redresseur à MLI. .... 34

Figure II.14: Schéma fonctionnel du redresseur à MLI. .... 35

Figure II.15: Schéma bloc de la commande en cascade du redresseur à MLI..... 37

Figure II.16: Bloc de régulation des courants avec compensation de la tension réseau..... 37

Figure II.17: Boucles de régulation équivalentes des courants et de la tension ..... 37

Figure II.18: Schéma bloc de la commande indirecte avec convertisseur. .... 38

Figure II.19: Tension du bus continu ..... 38

Figure II.20: Courant et tension de ligne..... 38

Figure II.21: La puissance active et réactive statorique avec boucle de puissance..... 39

Figure II.22: Le flux statorique selon l'axe d et q avec boucle de puissance. .... 39

Figure II.23: Le courant statorique et rotorique selon l'axe d et q avec boucle de puissance. .... 40

Figure II.24: Le couple électromagnétique avec boucle de puissance. ....	40
Figure II.25: Les composantes du courant statoriques et rotoriques. ....	40
<b>Chapitre III : Commande par mode glissant des puissances actives et réactives</b>	
Figure III.1: Convergence du système glissant.....	43
Figure III.2: Glissement réel.....	43
Figure III.3 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande	44
Figure III.4: Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état	44
Figure III.5: Structure de régulation par ajout de la commande équivalente .....	45
Figure III.6: Linéarisation exacte de l'écart .....	46
Figure III.7: Démonstration du mode de glissement .....	46
Figure III.8: Commande équivalente .....	48
Figure III.9: Fonction sign.....	49
Figure III.10: Phénomène de broutement. ....	49
Figure III.11: Fonction de saturation « sat ».....	50
Figure III.12: Fonction de saturation « Cont ».....	51
Figure III.13: Schéma bloc de la structure de commande indirecte par mode glissant appliquée au GADA sans convertisseur .....	55
Figure III.14: Schéma bloc de la structure de commande indirecte par mode glissant appliquée au GADA avec convertisseur .....	55
Figure III.15: Schéma bloc de la structure de commande directe par mode glissant appliquée au GADA avec convertisseur .....	58
Figure III.16: Les composantes du flux statorique.....	58
Figure III.17: Le couple électromagnétique .....	59
Figure III.18: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (dq).....	59
Figure III.19: La puissance active et réactive statorique.....	59
Figure III.20: Tension et courant d'une phase rotorique.....	60
Figure III.21: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (abc).....	60
Figure III.22: Les composantes du flux statorique .....	60
Figure III.23: Le couple électromagnétique .....	60
Figure III.24: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (dq).....	61
Figure III.25: La puissance active et réactive statorique.....	61
Figure III.26: Courant d'une phase rotorique .....	61
Figure III.27: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (abc).....	62
Figure III.28: Les composantes du flux statorique .....	62
Figure III.29: le couple électromagnétique.....	62
Figure III.30: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (dq).....	63
Figure III.31: La puissance active et réactive statorique.....	63
Figure III.32: Courant d'une phase rotorique .....	63
Figure III.33: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (abc).....	63
<b>Chapitre IV : Commande par mode glissant-floue des puissances actives et réactives</b>	
Figure IV.1: Structure de base du contrôleur flou.....	66
Figure IV.2: Structure du contrôleur flou.....	67

Figure IV.3: Fonctions d'appartenance utilisées par le contrôleur flou .....	67
Figure IV.4: Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant-floue appliquée au GADA sans convertisseur .....	68
Figure IV.5: Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant-floue appliquée au GADA avec convertisseur.....	68
Figure IV.6: Les composantes du flux statorique .....	69
Figure IV.7: le couple électromagnétique .....	69
Figure IV.8: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (dq).....	70
Figure IV.9: La puissance active et réactive statorique .....	70
Figure IV.10: Les courants rotorique et sa référence .....	70
Figure IV.11: courant d'une phase rotorique.....	70
Figure IV.12: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (abc) .....	71
Figure IV.13: Les composantes du flux statorique.....	71
Figure IV.14: le couple électromagnétique .....	71
Figure IV.15: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (dq).....	72
Figure IV.16: La puissance active et réactive statorique .....	72
Figure IV.17: courant d'une phase rotorique.....	72
Figure IV.18: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (abc) .....	73
Figure IV.19: La puissance active et réactive statorique et sa référence de la commande vectorielle avec zoom .....	74
Figure IV.20: La puissance active et réactive statorique et sa référence de la commande par mode glissant avec zoom.....	75
Figure IV.21: La puissance active et réactive statorique et sa référence de la commande par mode glissant-floue avec zoom .....	75

*Liste des tableaux*

Tableau IV.1: Tableau des règles de décision pour le contrôleur floue des puissances..... 66  
Tableau IV.2: Critères de comparaison entre la commande vectorielle, la commande par mode glissant  
et la commande par mode glissant-floue ..... 76

## Nomenclature

MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation.
GADA	Générateur Asynchrone à Double Alimentation.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MCC	Machine à courant continue
FLC	Fuzzy Logic Control
DPC	Direct Power Control

## Symboles

$f_r$	Fréquence des grandeurs rotorique.
$f_s$	Fréquence des grandeurs statorique.
$f$	Le coefficient frottement visqueux de la GADA
$P$	Le nombre de paires de pôles.
$G$	Le glissement.
$C_{em}$	Le couple électromagnétique.
$C_r$	Le couple résistant.
$j$	L'inertie des parties tournantes.
$\omega$	La vitesse de rotation de l'axe de la GADA.
$\Omega_s$	La vitesse de synchronisme.
$\omega_r$	Pulsations des grandeurs électriques rotoriques.
$\omega_s$	Pulsations des grandeurs électriques statoriques.
$[P]$	Matrice de Park.
$[P]^{-1}$	Matrice inverse de Park.
$S_a, S_b, S_c$	Les trois phases du stator.
$R_a, R_b, R_c$	Les trois phases du rotor.
$\theta_s, \theta_r$	Angle électrique statorique, rotorique.
$I_s, I_r$	Les courants de phase statorique et rotorique respectivement.
$I_{rd}$	Composante du courant $I_r$ selon l'axe d.
$I_{rq}$	Composante du courant $I_s$ selon l'axe q.
$[V_{sabc}], [V_{rabc}]$	Les vecteurs des tensions statoriques et rotoriques suivant les axes a, b, c.
$[\varphi_{sabc}], [\varphi_{rabc}]$	Les matrices des flux statoriques et rotoriques suivant les axes a, b, c.
$V_{rd}, V_{rq}$	La tension rotorique directe et en quadrature respectivement.
$[R_s]$	Matrice résistance statorique.
$[L_r]$	Matrice d'inductances rotoriques.

$[L_s]$	Matrice d'inductances statoriques.
$[l_s]$	Inductance propre d'une phase statorique.
$[l_r]$	Inductance propre d'une phase rotorique.
$[M_s]$	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
$[M_r]$	Inductance mutuelle entre phase rotoriques.
M	Mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.
$\varphi_{sq}, \varphi_{sd}$	Les flux statoriques direct et en quadrature.
$\varphi_{rq}, \varphi_{rd}$	Les flux rotoriques direct et en quadrature.
$\varphi_s, \varphi_r$	Les flux statorique et rotorique respectivement.
$P_s$	Puissance active statorique.
$Q_s$	Puissance réactive statorique.
$P_r$	Puissance active rotorique.
$Q_r$	Puissance réactive rotorique.
PI	Proportionnel –Intégrale.
P	Opérateur de Laplace.
$K_p$	Gain de l'action proportionnel du régulateur PI.
$K_i$	Gain de l'action intégrale du régulateur PI.
S	Surface du glissement
Uc	La tension du bus continue
C	Le Condensateur du bus continue

---

***INTRODUCTION  
GÉNÉRALE***

---

## ***INTRODUCTION GÉNÉRALE***

La croissance de la population mondiale a engendré une très grande demande en énergie et en particulier l'énergie électrique, de ce fait les producteurs et fournisseurs se sont dirigés vers d'autres ressources plus économiques émergentes comme les énergies renouvelables et dont l'énergie éolienne est un segment prometteur pour le futur ; de plus le développement de la technologie des aérogénérateurs a permis à celle-ci de devenir une alternative aux sources traditionnelles [1].

De nos jours, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation. Cette dernière et grâce au développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes présente une solution idéale pour les entraînements à hautes puissances et à vitesse variable. L'intérêt de telles machines est qu'elles assurent un fonctionnement à très basse vitesse [2].

L'application potentielle de la MADA a été un sujet de recherche le long de la dernière décennie. L'association des machines asynchrones à double alimentation à des convertisseurs statiques permet de donner différentes stratégies de commande et présente un autre avantage d'utilisation de ces machines. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la machine asynchrone à double alimentation comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée. De plus, la présence d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau [3].

Commander une telle machine est une opération délicate à cause du couplage existant entre leurs différentes variables. Contrairement à ce type de machine, la machine à courant continu présente l'avantage de la simplicité de sa commande, malgré que sa dynamique soit complexe.

Afin d'obtenir une machine asynchrone à double alimentation dont les performances sont semblables à machine à courant continu, il est nécessaire d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'apparition de la technique de commande vectorielle, ou la commande par orientation du flux. Cette technique est proposée en 1973 par Blaschke et Hasse. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances pour les applications de la production d'énergie et des entraînements électriques à vitesse variable [4,5].

Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures [6].

C'est pour cela, trouver le remplaçant des techniques classiques est le souci de plusieurs chercheurs. Car ce dernier implique un compromis entre la robustesse d'un côté et le coût d'un autre côté. Parmi les commandes qui permet d'obtenir des bonnes performances du système : La commande par mode glissant est un vocabulaire qui a apparus ces dernières années et occupe une large place dans les domaines de recherche modernes, de plus la logique floue est l'une des branches importantes de l'intelligence artificielle.

L'objectif de notre travail est d'introduire des stratégies de commandes pour améliorer les performances de la machine asynchrone à double alimentation (GADA) utilisée pour la production de l'énergie électrique.

Le présent travail concerne le contrôle des puissances active et réactive d'une machine asynchrone à double alimentation (GADA), les types de convertisseurs ainsi que les techniques de commande adoptée seront considérés. Pour ce faire, on a adopté le plan de travail constitué de quatre chapitres organisés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation (GADA) sa mise en équation permettra de simuler son modèle dans le mode moteur et générateur, ceci a pour objectif la connaissance du comportement de ce type de machine dans ses différents régimes de fonctionnement, ensuite valider son modèle et présente les résultats par la simulation sous l'environnement MATLAB/ SIMULINK.

Le deuxième chapitre, Il sera consacré à la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la machine asynchrone à double alimentation aux moyens de régulateurs PI basée sur l'orientation du flux statorique pour linéariser le modèle de la machine et découpler le contrôle des puissances générées. Elle est entraînée par une vitesse fixe. Par la suite, on passera à la modélisation des deux convertisseurs triphasés à deux niveaux commandés par la stratégie triangulo- sinusoïdale qui raccordent le rotor de la machine (GADA) au réseau. Les résultats de simulation par MATLAB/Simulink seront présentés.

Dans le troisième chapitre, nous développerons deux autres techniques de commandes qui permettront d'obtenir une bonne qualité d'énergie électrique produite par la GADA. Dans une première étape, on considérera la commande par mode glissant, elle est basée sur le choix de la surface de glissement, la fonction de Lyapunov et la condition de convergence pour créer une loi de commande adéquate.

Dans le quatrième chapitre, on développera la commande par mode glissant -floue. Ensuite, on fera une étude comparative entre les différentes lois de commandes proposées dans ce travail.

Finalement, ce travail sera clôturé par une conclusion générale qui résumera l'ensemble des résultats obtenus et proposera les perspectives pour la continuité dans les travaux du futur dans ce domaine.

---

# *Chapitre I*

*Modélisation d'une machine asynchrone à  
double alimentation*

---

# Chapitre I

## Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (GADA)

### I.1 Introduction

La modélisation de la machine électrique est une étape primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels, permettant de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Le modèle classique de la machine asynchrone à double alimentation correspondant au schéma monophasé équivalent, n'est valable qu'en régime sinusoïdale à fréquence fixe au stator, pour étudier son comportement à une fréquence variable et avec des signaux fournis par les convertisseurs statiques qui ne sont pas sinusoïdaux, il faut faire appel à un modèle plus compliqué; on considère que chaque armature triphasée statorique et rotorique peut être représentée par une armature diphasée équivalente à l'aide de la transformation de PARK, chaque armature diphasée est donc représentée par deux enroulements identiques placés sur deux axes en directe et quadrature.[7]

Dans ce présent chapitre on va étudier la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation GADA à partir la représentation schématique de la machine.

### I.2 Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (GADA)

La représentation schématique d'une machine triphasée asynchrone à double alimentation dans le repère triphasé est donnée par la figure (I.1) [8], [9]. Les trois enroulements (bobinages) du stator sont représentés schématiquement sur leurs axes magnétiques respectifs  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  qui sont décalés de  $120^\circ$ , ainsi que les trois enroulements du rotor sur leurs axes magnétiques respectifs  $R_a$ ,  $R_b$  et  $R_c$  [10], [11]. La vitesse de glissement de ce champ par rapport au stator est  $\Omega_s = \omega_s/p$ , ou  $\omega_s$  désigne la pulsation de réseau d'alimentation et  $p$  le nombre de paires de pôles [12].

Où :

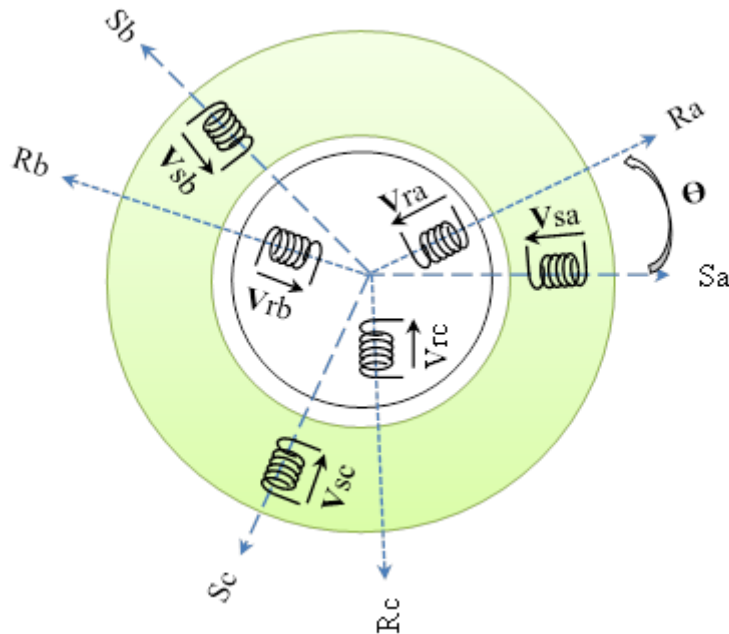
$S_a, S_b, S_c$  : Les vecteurs orientés suivant les enroulements statoriques ;

$R_a, R_b, R_c$  : Les vecteurs orientés suivant les enroulements rotoriques ;

$(V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}), (V_{ra}, V_{rb}, V_{rc})$  : Les tensions instantanées aux bornes des phases statoriques et rotoriques ;

$(i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}), (i_{ra}, i_{rb}, i_{rc})$  : Les courants instantanés circulant dans les phases ;

$\theta$  : L'angle électrique entre le repère statorique  $S_a$  et le repère rotorique  $R_a$ .



**Figure I.1:** Représentation de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère  $(abc)$ .

La GADA étant un système non linéaire très complexe, sa modélisation nécessite l'introduction de certaines hypothèses simplificatrices sans trop exagérer, pour avoir un modèle le plus proche possible de la réalité [10], [13].

### I.2.1 Hypothèses simplificatrices

Afin d'établir un modèle simple de la GADA, nous avons pris en considération certaines hypothèses simplificatrices à savoir [8], [13], [14] :

- La géométrie de la machine est symétrique ;
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, au stator et au rotor, la saturation est négligeable ;
- La densité de courant est considérée uniforme dans la section des conducteurs élémentaires ;
- Les résistances des enroulements ne dépendent pas de la température ;
- Les forces magnétomotrices créées par le stator ou le rotor ont une répartition sinusoïdale ;
- L'épaisseur de l'entrefer est uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.

### I.2.2 Modèle mathématique de la GADA dans le repère triphasé- triphasé

La mise de la GADA sous forme d'un modèle mathématique nous facilite largement sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [15].

#### ➤ Équations électriques

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages. La GADA est représentée par les équations des phases statoriques et rotoriques suivantes [9] :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

Ou de manière plus raccourcie :

**- Pour le stator :**

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sabc}] \quad (\text{I.2})$$

**- Pour le rotor :**

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{rabc}] \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

### ➤ Équations magnétiques

L'expression de flux en fonction des courants statoriques et rotoriques est donnée par [11], [16] :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_s & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_s & L_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_{\max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Ou d'autre manière :

**- Pour le stator :**

$$[\varphi_{sabc}] = [M_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{I.6})$$

**- Pour le rotor :**

$$[\varphi_{rabc}] = [M_{rr}][i_{rabc}] + [M_{sr}][i_{sabc}] \quad (\text{I.7})$$

Avec :

$$[M_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [M_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor  $M_{sr}$  dépend de la position angulaire  $\theta$  entre l'axe du stator et celui du rotor [17], [18]:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{Max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Avec :

- $[Rs]$  et  $[Rr]$  : Matrices des résistances propres statorique et rotorique.
- $M_s$  et  $M_r$  : Les inductances mutuelles entre deux phases stator-stator et rotor-rotor.
- $L_s$  et  $L_r$  : sont respectivement les inductances propres des phases statoriques et rotoriques ;
- $M_{1, 2, 3}$  : Inductance mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique ;
- $[L_s]$  et  $[L_r]$  : Matrices des inductances cycliques statorique et rotorique.
- $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]$  : Matrices des inductances mutuelles du couplage entre stator et rotor ;
- $M_{max}$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.
- $\theta$  : L'écart angulaire entre une phase statorique et une phase rotorique.

➤ **Equation mécanique**

L'équation mécanique est donnée comme suit :

$$C_{em} = C_r + f\Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.9)$$

Avec respectivement :

$C_{em}$  : Le couple électromagnétique.

$C_r$  : Le couple résistant.

$f$  : Le coefficient de frottement visqueux de la GADA.

$J$  : L'inertie des parties tournantes.

$\Omega$  : La vitesse de rotation de l'axe de la GADA.

### I.2.3 Changement de repère

Le but d'un changement de repère est de rendre l'écriture des équations électriques et mécanique plus simple à exploiter. Dans notre étude nous avons utilisé la transformation de Park [19].

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet la simplification des équations des machines électriques triphasées. Elle permet de passer d'un système triphasé alternatif (repère (a, b, c)) à un système biphasé (repère (d - q)), et obtenir un système d'équation à coefficients constants [11], [18].

La matrice de Park est donnée sous la forme suivante :

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

La matrice de transformation de Park  $P[\theta]$  est donnée par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Avec :

- $X$  : peut être une tension, un courant ou un flux ;
- $\theta$  : l'écart angulaire arbitraire entre l'axe d'une phase dans l'une des armatures (stator ou rotor) et l'axe d'observation ;

Et  $[P]^{-1}$  la matrice de transformation de Park inverse qui s'écrit par [18] :

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

Le modèle de Park de la GADA est représenté schématiquement par la figure (I.2) :

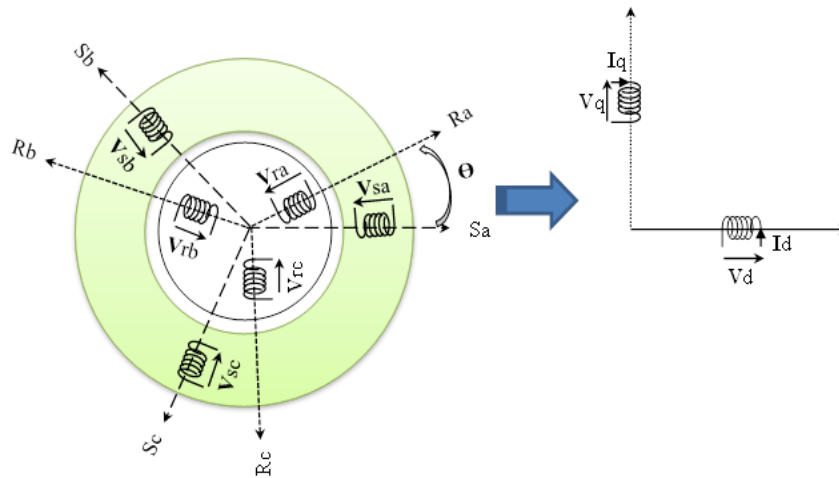


Figure 1.2 : Modèle de Park de la GADA.

### ► Choix du référentiel biphasé

Le modèle de la machine a été présenté dans un repère biphasé (d - q) avec une orientation quelconque, cependant il existe différentes possibilités pour fixer l'orientation du repère, et cela dépend généralement des objectifs de l'application, le choix du référentiel nous ramène pratiquement aux trois cas possibles [10].

1. Repère ( $\alpha, \beta$ ) : Le système biphasé lié au stator  $\theta = 0$ , alors  $w = 0$  ;
2. Repère (x, y) : Le système biphasé lié au rotor  $\theta = \theta_r$ , alors  $w = w_r$  ;
3. Repère (d, q) : Le système biphasé lié au champ tournant  $\theta = \theta_s$ , alors  $w = w_s$  .

On désire transformer les enroulements de la GADA triphasée en des enroulements biphasés orthogonaux équivalents selon les axes (d - q) lié au champ tournant ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire [9] :

- Direct selon l'axe(d) ;
- Quadrature (transversal) selon l'axe(q) ;
- Homopolaire(o).

En générale, le référentiel lié au champ tournant est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel à un fait que les grandeurs deviennent continues. [20]

### I.2.4 Modèle de la GADA dans le repère biphasé-biphasé

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant ( $w = w_s$ ) et en supposant que le système est équilibré, donc la composante homopolaire nulle, pour la modélisation et la commande de la GADA. Alors, le modèle électrique général de la machine asynchrone à double alimentation obtenue en utilisant la transformation de Park qui représenté par la figure (I.3) ci-dessous est donné par les équations suivantes [13],[14],[21] :

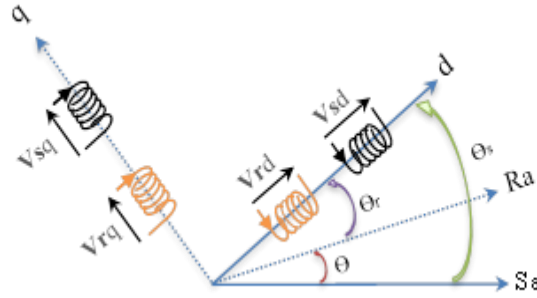


Figure I.3: Représentation de la machine dans le repère diphasé.

- Les tensions statoriques :

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \tag{I.13}$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd}$$

- Les tensions rotoriques :

$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \tag{I.14}$$

$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd}$$

- Les flux statoriques :

$$\varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \tag{I.15}$$

$$\varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq}$$

- Les flux rotoriques :

$$\varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \tag{I.16}$$

$$\varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq}$$

En remplaçant les équations magnétiques des flux  $\varphi_{sd}$  et  $\varphi_{sq}$  en fonction de  $i_{rd}$  et  $i_{rq}$  dans les équations des tensions statoriques (I.13) et (I.14) rotoriques, les équations dynamiques d'un GADA triphasé peuvent être écrites dans un cadre de référence à quadrature directe (d-q) en rotation synchrone comme :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s I_{sd} + L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + M \frac{dI_{rd}}{dt} - \omega_s L_s I_{sq} - \omega_s M I_{rq} \\ V_{sq} &= R_s I_{sq} + L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + M \frac{dI_{rq}}{dt} + \omega_s L_s I_{sd} + \omega_s M I_{rd} \\ V_{rd} &= R_r I_{rd} + L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + M \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_r L_r I_{rq} - \omega_r M I_{sq} \\ V_{rq} &= R_r I_{rq} + L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + M \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_r L_r I_{rd} + \omega_r M I_{sd} \end{aligned} \tag{I.17}$$

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction des courants rotoriques et des flux statoriques par [13], [14], [21] :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (I_{rq} \varphi_{sd} - I_{rd} \varphi_{sq}) \quad (I.18)$$

Dans un repère biphasé quelconque, Les puissances actives et réactives statoriques et rotoriques sont définies comme suit [13], [14], [21] :

$$\begin{aligned} P_s &= V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q_s &= V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \\ P_r &= V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq} \\ Q_r &= V_{rq} I_{rd} - V_{rd} I_{rq} \end{aligned} \quad (I.19)$$

#### I.2.4.1 Mise sous forme d'équation d'état

A partir des équations (I.17) le modèle peut être exprimé dans l'espace d'état sous la forme suivante :

$$[U] = [A][I] + [L] \frac{d}{dt} [I]$$

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_s w_s & 0 & -M w_s \\ L_s w_s & R_s & M w_s & 0 \\ 0 & -M w_r & R_r & -L_r w_r \\ M w_r & 0 & L_r w_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

En considérant les composantes en (d, q) l'équation d'état prend la forme :

$$\frac{d}{dt} [I] = -[L]^{-1} [A'] [I] + [L]^{-1} [U]$$

Notre but est de représenter les équations établis ci-dessus sous la forme suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.21)$$

Avec :

$$[X] = [\varphi_{sd} \quad \varphi_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]^t$$

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

$$[A] = \begin{bmatrix} -\alpha & w_s & \alpha M & 0 \\ -w_s & -\alpha & 0 & \alpha M \\ \alpha \beta & -\beta(w_s - w_r) & -\delta & w_r \\ \beta(w_s - w_r) & \alpha \beta & -w_r & -\delta \end{bmatrix} \quad [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\beta & 0 & \gamma & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & \gamma \end{bmatrix}$$

$\alpha, \beta, \delta, \gamma$  Sont des constantes définies comme suit :

$$\alpha = \frac{1}{T_s} \quad \beta = \frac{M}{\sigma L_r L_s} \quad \gamma = \frac{1}{\sigma L_r} \quad \delta = \frac{M^2 R_s}{\sigma L_r L_s^2} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \quad T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Pour faciliter la simulation, nous avons écrit la matrice [A] comme suit :

$$[A] = [A_1] + w_s [A_2] + w_r [A_3] \tag{I.22}$$

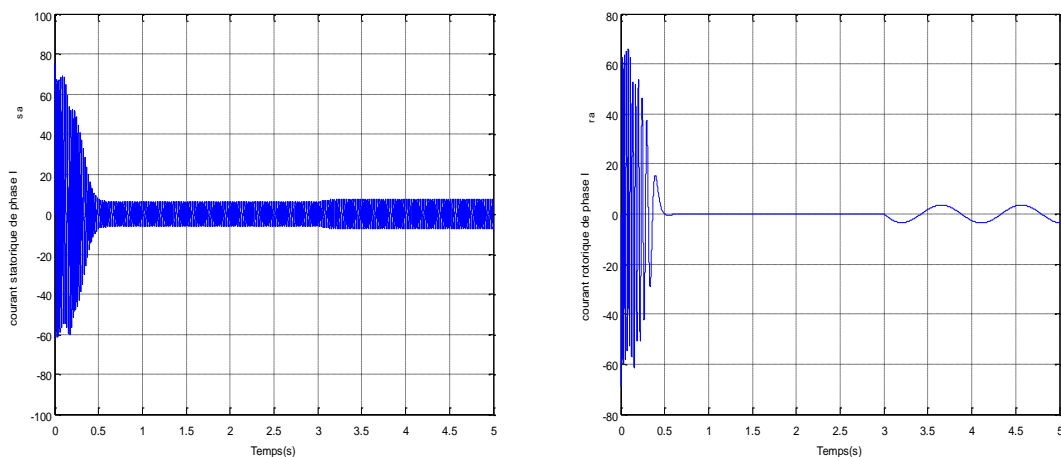
$$[A_1] = \begin{bmatrix} -\alpha & 0 & \alpha M & 0 \\ 0 & -\alpha & 0 & \alpha M \\ \alpha \beta & 0 & -\delta & 0 \\ 0 & \alpha \beta & 0 & -\delta \end{bmatrix} \quad [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta & 0 & 1 \\ -\beta & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

### I.3 Résultats de simulation numérique du système

A l'aide de logiciel MATLAB, la simulation de la machine asynchrone à double alimentation pour les deux types de fonctionnement moteur et générateur a été faite. Son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de R.H. Park. (Plan (d, q)) lié aux champs tournants. Les résultats montrés sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus par le modèle d'une machine de puissance 4KW.

#### I.3.1 Résultats de simulation fonctionnement moteur (MADA)

Les résultats de simulation de la machine asynchrone fonctionnement moteur à rotor en court-circuit et présentée sur les figures (I.4), (I.5), (I.6), (I.7) concernant respectivement courant statorique et rotorique de phase (a) ( $I_{sa}$  et  $I_{ra}$ ), la vitesse et le couple, les composantes du flux statoriques, les composantes du courant statoriques et rotoriques.



**Figure I.4: Courant statorique et rotorique de phase (a) ( $I_{sa}$  et  $I_{ra}$ ).**

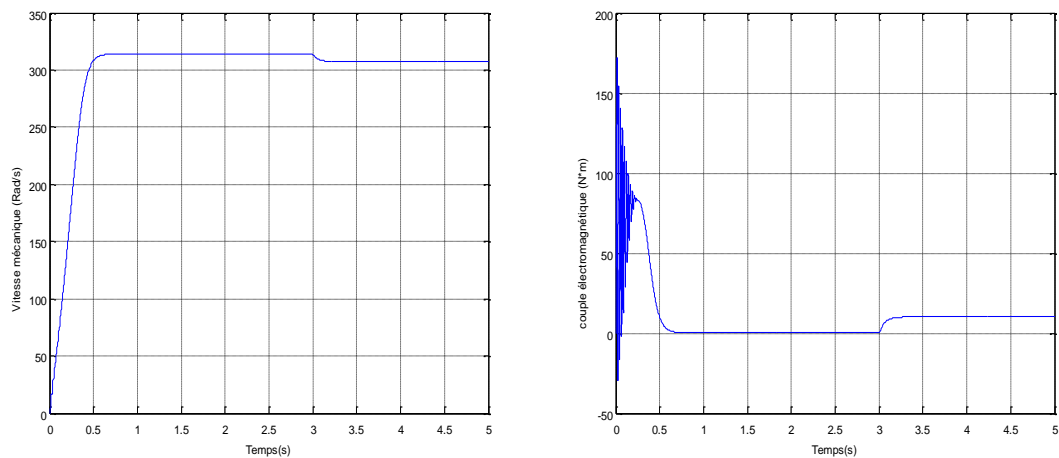


Figure I.5 :Vitesse mécanique et couple électromagnétique.

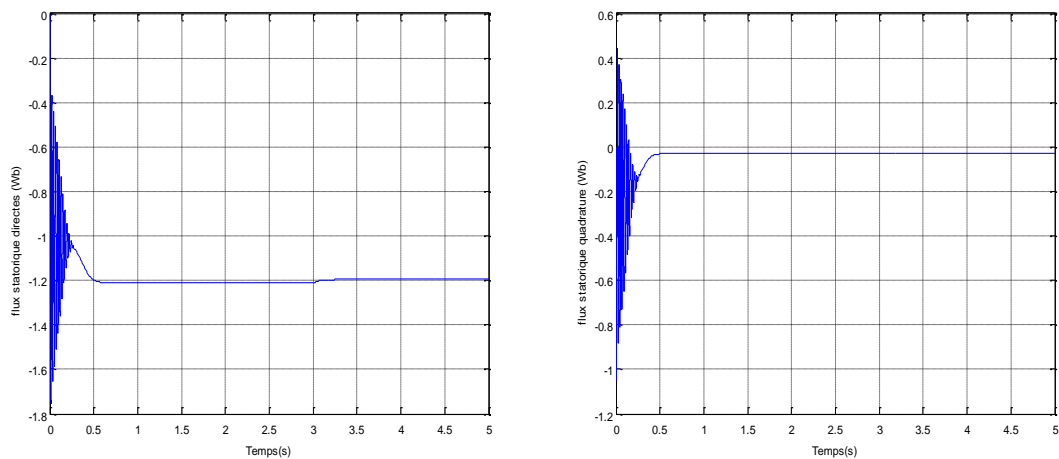


Figure I.6 : Les composantes du flux statorique.

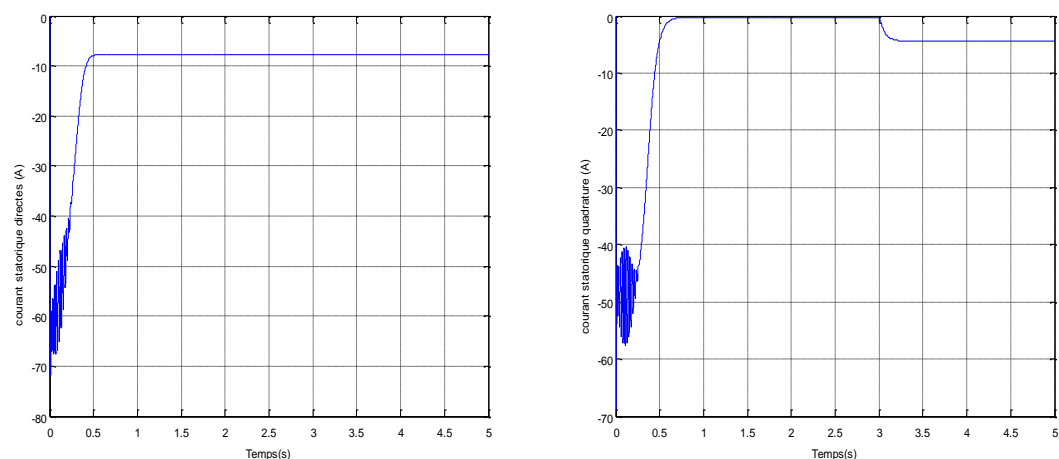


Figure I.7: Les composantes du courant statoriques.

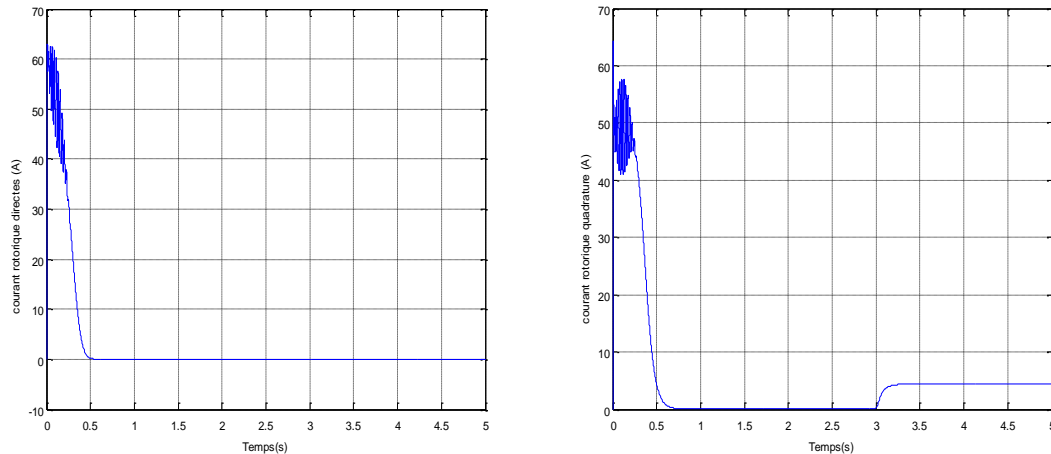


Figure I.8 : Les composantes du courant rotoriques.

### I.3.2 Interprétation des résultats

La simulation s'effectue par un démarrage à vide de la machine. On remarque que toutes les grandeurs passent par un régime transitoire avant l'établissement du régime permanent caractérisé par une vitesse proche du synchronisme (un très faible glissement) (Figure I.5) et les fréquences des courants rotoriques deviennent presque nulles (Figure I.8) (un très faible glissement). En plus, le couple électromagnétique et les courants rotoriques se stabilisent à des valeurs proches du zéro (Figure I.5) (présence de frottements visqueux).

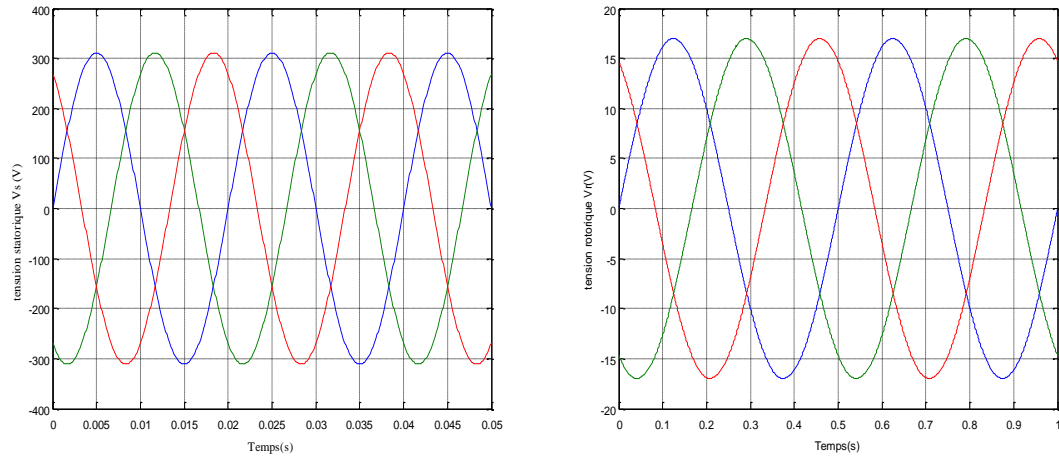
L'application d'un couple résistant se traduit par une augmentation du couple électromagnétique, d'amplitudes des courants statoriques et rotoriques et une diminution de la vitesse à cause d'un glissement qui devient plus important.

Le couple électromagnétique répond au couple résistant ainsi que les courants de phase, mais nous remarquons que ces deux grandeurs présentent des pics gênants (les effets du régime transitoire), qui peuvent endommager la machine. Comme on peut souligner un autre point important, c'est la variation notée au niveau du flux lors de l'application du couple résistant, ceci met en évidence l'absence de découplage. Alors la machine fonctionne en moteur hypo synchrone.

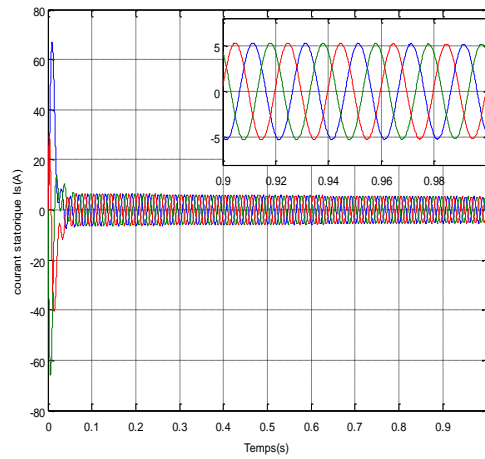
### I.3.3 Résultats de simulation fonctionnement générateur (GADA)

Les résultats montrés sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus pour le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation, de puissance 4KW, alimentée directement par deux sources de tension triphasés parfaite, l'une au niveau du stator avec une fréquence du réseau qui est 50Hz et d'amplitude de  $(220 \cdot \sqrt{2} \text{ V}; 100 \cdot \pi \text{ rad/s}; 50\text{Hz})$ , et l'autre au niveau du rotor avec une amplitude de  $(12 \cdot \sqrt{2} \text{ V}; 4 \cdot \pi \text{ rad/s}; 2\text{Hz})$  et une fréquence égale à la fréquence rotorique.

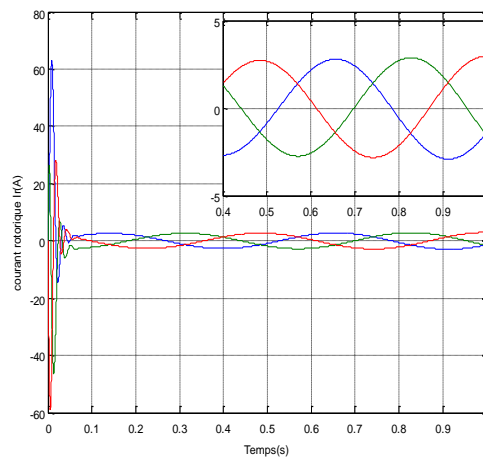
Le rotor de la machine est entraîné à une vitesse fixe proche de la vitesse de synchronisme égale à 1440 tr/min.



**Figure I.9 :** Les tensions triphasées appliquées au stator et celle appliquée au rotor de la GADA.



**Figure I.10 :** Les courants statoriques triphasés avec un zoom.



**Figure I.11 :** Les courants rotoriques triphasés avec un zoom.

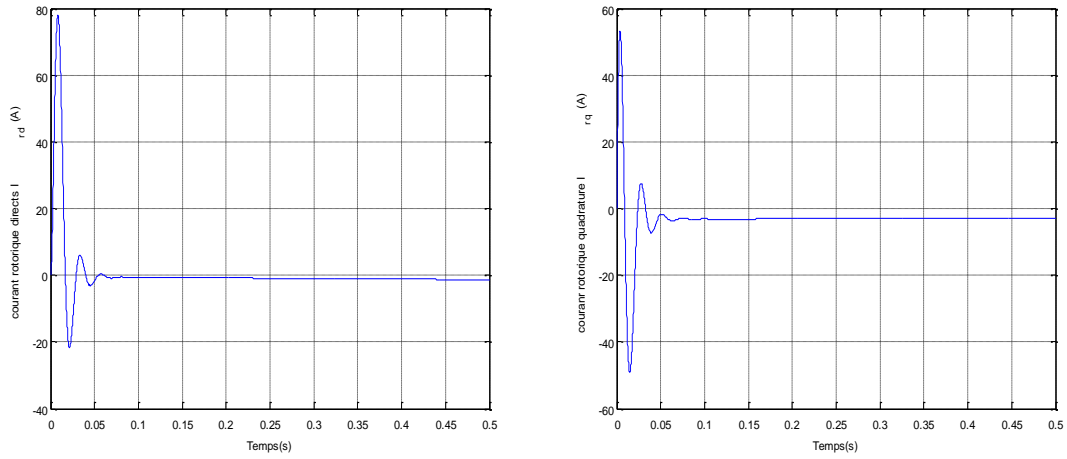


Figure I.12 : Courant rotorique GADA (d, q).

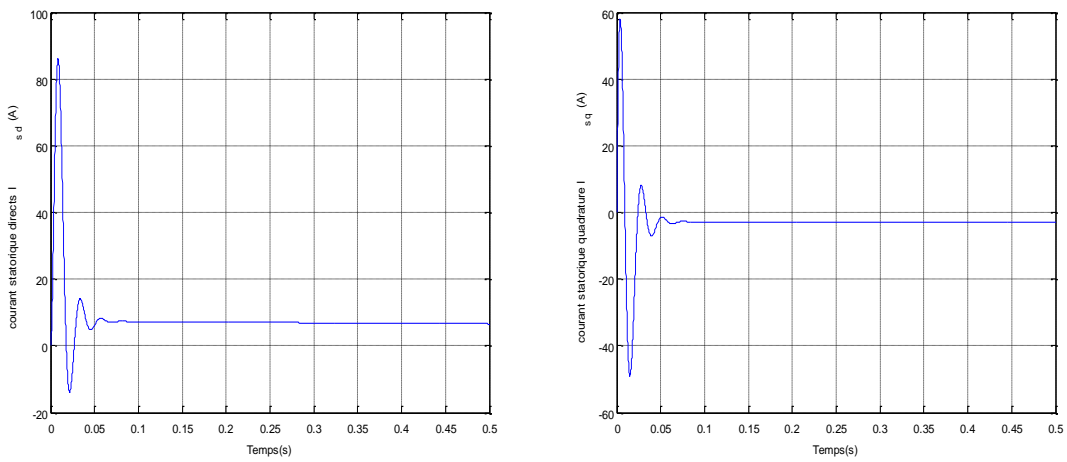


Figure I.13 : Courant statorique de GADA (d, q).

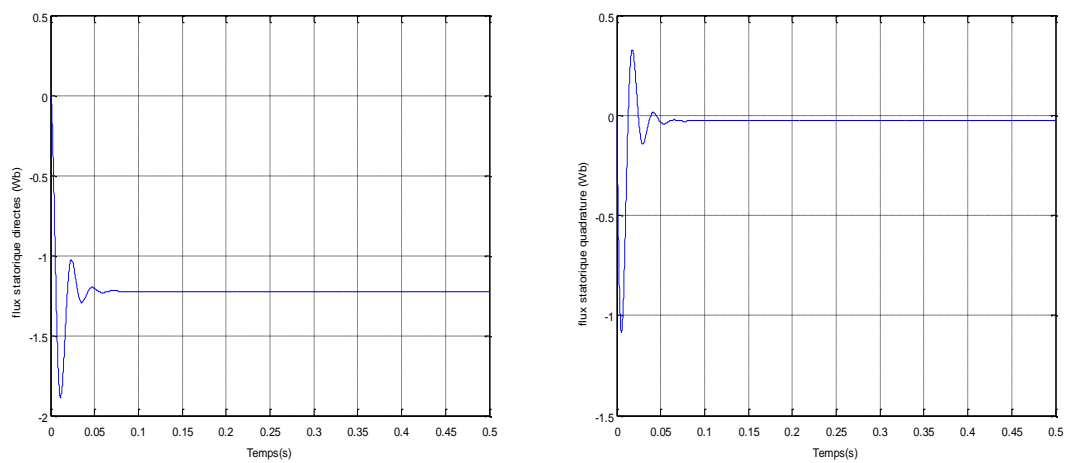


Figure I.14 : Flux statorique de GADA (d, q).

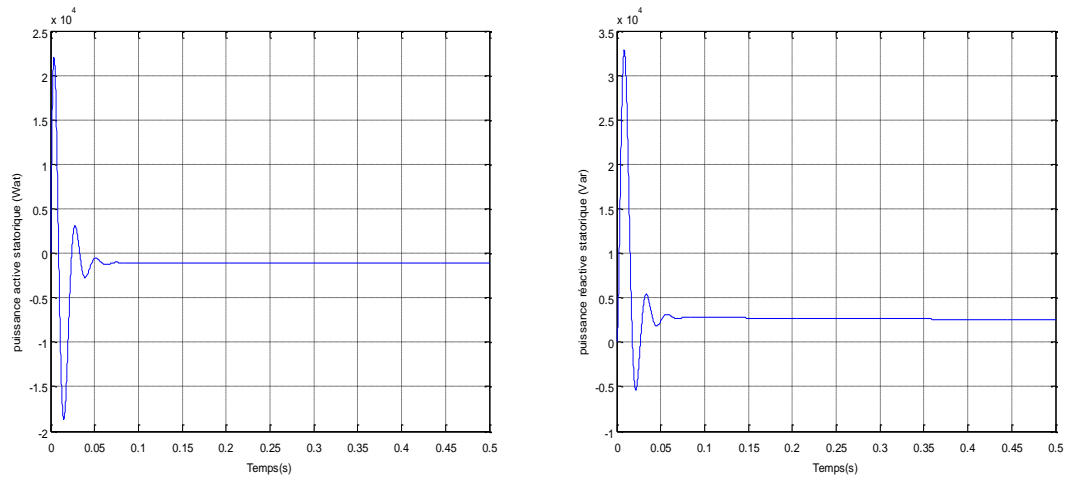


Figure I.15 : Puissances statoriques ( $P_s$ ,  $Q_s$ ).

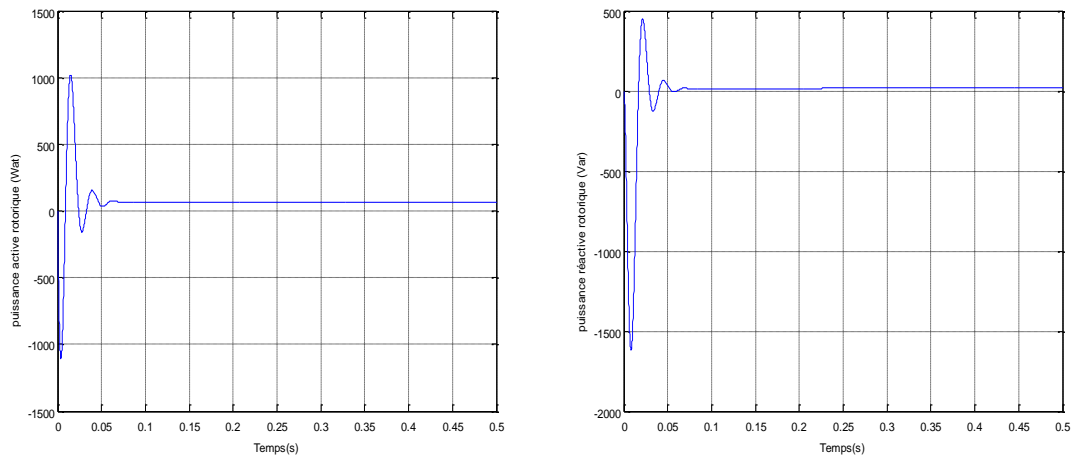


Figure I.16 : Puissance rotorique ( $P_r$ ,  $Q_r$ ).

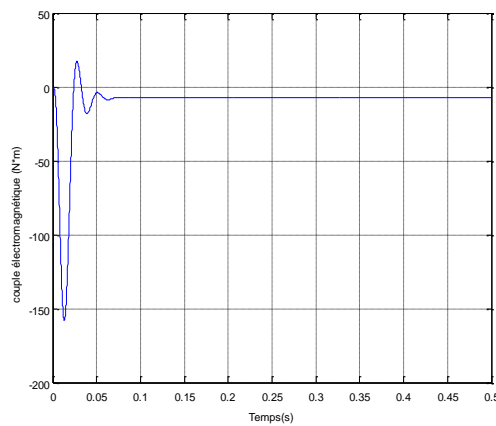


Figure I.17 : Couple électromagnétique.

### **I.3.4 Interprétations des résultats**

Les figures précédentes représentent les résultats de simulation obtenus montrant que pendant le démarrage, on remarque l'importance du courant, après un temps très réduit égale à environ 0.05s, ils se stabilisent et prennent leurs formes sinusoïdales de fréquence 50Hz pour les courants statorique et  $f_r = g f_s$  pour les courants rotoriques. Le couple électromagnétique est négatif atteint au démarrage une valeur maximale (-158Nm).

### **I.4 Conclusion**

Dans ce chapitre, pour étudier le comportement de la GADA nous avons établi un modèle dynamique en tenant compte certaines hypothèses simplificatrices. Nous avons présenté le modèle de la GADA est un système à équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps, En appliquant la transformation de R.H. Park permet de passer du système triphasé vers le système biphasé de Park.

Les résultats obtenus par simulation montrant bien la validité du modèle de Park, dans le référentiel lié au champ tournant, pour visualiser les différentes caractéristiques de la machine MADA dans les deux modes (moteur, générateur).

Ce modèle sera exploité pour étudier la stratégie de commande de la machine asynchrone à double alimentation en puissance active et réactive au chapitre suivant.

---

# *Chapitre II*

*Commande vectorielle des puissances actives  
et réactives*

---

## Chapitre II

### Commande vectorielle des puissances actives et réactives

#### II.1 Introduction

Dans cette section, nous allons présenter la structure détaillée et introduire les concepts de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone à double alimentation fonctionnement en génératrice. On va utiliser le principe d'orientation du flux statorique afin d'obtenir un modèle simplifié pour une commande vectorielle indépendante de la puissance active et réactive. Dans un deuxième temps, la synthèse d'un régulateur proportionnel-intégral (PI) est réalisée, ce type de régulateur est le plus communément utilisé pour la commande de la GADA [22]. Ils permettent d'atteindre à la fois une bonne dynamique et une bonne robustesse. Dans le but d'avoir un facteur de puissance unitaire côté stator.

Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe rotorique  $q$  et la puissance réactive pour l'axe rotorique  $d$ . La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau, [23].

Dans ce présent chapitre on va étudier la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation GADA et ainsi que nous avons présenté la modélisation des convertisseurs statiques (onduleur et redresseur à MLI deux niveaux).

#### II.2 Le principe de la commande vectorielle de la GADA

Vu sa simplicité d'implantation la commande vectorielle est une technique de commande très populaire dans le domaine des entraînements à vitesse variable des machines à courant alternatif, elle consiste à obtenir un certain découplage entre le flux et le couple afin d'avoir un couple similaire à celui de la machine à courant continu comme montre la figure (II.1). Pour pouvoir contrôler facilement et indépendamment les puissances actives et réactives générés par la génératrice GADA, on réalise dans ce qui suit la commande vectorielle [24].

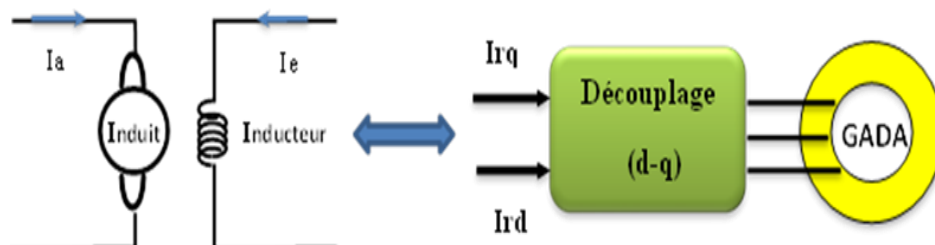


Figure II.1: Analogie entre MCC à excitation séparée et GADA.

### II.3 Modèle de la GADA à flux statorique orienté

Dans cette commande, la machine est conçue de telle façon à ce que le flux statorique dans le repère de Park suivant l'axe  $q$  soit nul. Ce choix est justifié par le fait que la machine est souvent couplée à un réseau de tension et de fréquence constante, [25, 26, 27, 28, 29].

Rappelons le système d'équations différentielles (II.13) et (II.14) décrivant la machine asynchrone dans un repère lié au champ tournant qui est donné par :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

Un flux statorique direct constant :  $\varphi_{sd} = \varphi_s$  ;

Et un flux statorique en quadrature orienté :  $\varphi_{sq} = 0$  .

Ces équations peuvent être simplifiées comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Si on néglige la résistance  $R_s$ , qui est une hypothèse souvent acceptée pour les machines de grande puissance, les équations des tensions de la machine se réduisent à la forme suivante, [27, 28, 30,31] :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

De la même manière que pour les tensions, les équations des flux deviennent :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = 0 = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

### II.3.1 Relations entre les courants statoriques et les courants rotoriques

A partir des équations des composantes directe et en quadrature du flux statorique (équation (II.4)), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques seront :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{-M}{L_s} I_{rd} + \frac{\varphi_s}{L_s} \\ I_{sq} = \frac{-M}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

### II.3.2 Relations entre les puissances statoriques et courants rotoriques

Dans un repère biphasé, les puissances active et réactive statoriques d'une machine asynchrone s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté, ce système d'équations peut se simplifier sous la forme :

$$\begin{cases} P_s = V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = V_{sd} I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Les puissances active et réactive statoriques peuvent être écrites selon les courants rotoriques comme suit :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = -\frac{V_s M}{L_s} I_{rd} + \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Il ressort de l'expression (II.8) que le contrôle des puissances active et réactive au stator est découplé. En effet, avec une inductance magnétisante constante et un réseau électrique puissant, la puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe q, et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe d à une constante

près  $\frac{V_s^2}{\omega_s L_s}$  imposée par le réseau, [32].

### II.3.3 Relations entre les tensions rotoriques et les courants rotoriques

En remplaçant les courants statoriques direct et quadrature par leurs expressions (II.5) dans les équations des flux rotoriques (II.4), on trouve :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M \left( \frac{-M}{L_s} I_{rd} + \frac{V_s}{\omega_s L_s} \right) \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M \left( \frac{-M}{L_s} I_{rq} \right) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Donc :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \\ \varphi_{rq} = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

En remplaçant aussi les expressions des flux rotoriques (II.10) dans les équations des tensions rotoriques (II.3) et  $\omega_r = g \omega_s$ , on trouve :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rd}}{dt} - g \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} + g \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

En régime permanent, les dérivées des courants rotoriques biphasés s'annulent, ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} - g \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + g \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

En appliquant la transformation de Laplace à ces deux équations, on obtient :

$$\begin{cases} V_{rd} = \left[ R_r + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) P \right] I_{rd} - g\omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = \left[ R_r + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) P \right] I_{rq} + g\omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + g \frac{MV_s}{L_s} \end{cases} \quad (II.13)$$

$V_{rd}$  et  $V_{rq}$  : Sont les composantes déphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques désirés.

Avec :

- $\left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)$  : Le terme de couplage entre les deux axes ;
- $g \frac{MV_s}{L_s}$  : représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation ;
- $g$  : Coefficient de glissement.

A partir des systèmes d'équations (II.8) et (II.13), nous pouvons établir les relations entre les tensions appliquées au rotor de la machine et les puissances statoriques que cela engendre.

Le schéma bloc représentant le modèle mathématique ainsi simplifié de la GADA est illustré dans la figure (II.2) :

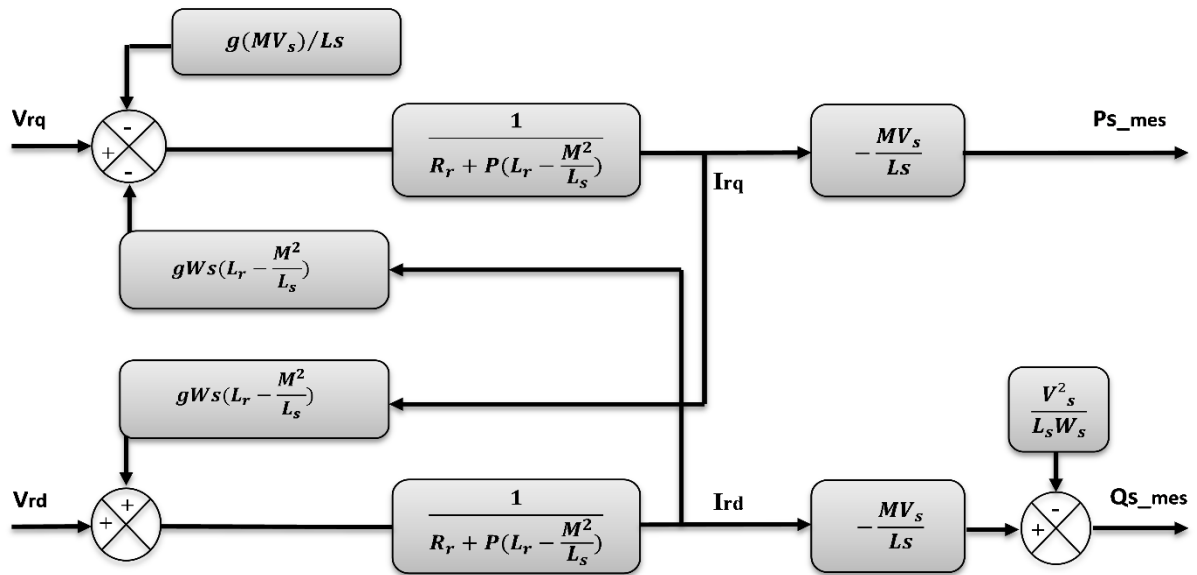


Figure II.2: Modèle simplifié de la MADA pour le contrôle des puissances.

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances statoriques [33]. Il montre également que nous pouvons mettre en place une commande vectorielle étant donné qu'à l'influence des couplages près, Ce qui nous permet de commander chaque axe indépendamment avec son propre régulateur [10,13].

Les grandeurs de référence pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe

"q" rotorique et la puissance réactive pour l'axe "d" rotorique. La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau [34].

**II.3.4 Type des régulateurs utilisés**

Les régulateur PI utilisé pour le réglage des puissances active et réactive et des courants  $I_{rd}$  et  $I_{rq}$ . Offre plusieurs avantages notamment la rapidité et la simplicité à mettre en œuvre, ainsi qu'il offre des performances acceptables à la régulation du système considéré, [35].

Les régulateurs de chaque axe ont pour rôle d'annuler l'écart entre les puissances active et réactive de référence et les puissances active et réactive mesurées, [36].

**II.3.4.1 Synthèse des régulateurs PI**

On a utilisé quatre régulateurs, deux pour la régulation des puissances et les deux autres régulateurs pour les courants rotoriques et afin d'établir les boucles de régulation, on remarque qu'il y a deux boucles de régulation ; une externe (régulation de la puissance) et l'autre interne (régulation du courant).

La forme du correcteur est la suivante :  $K_p + \frac{K_i}{P}$

Avec :

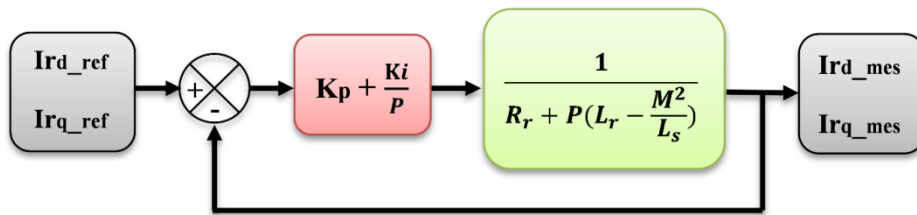
$K_p$  : Est le gain proportionnel du régulateur.

$K_i$  : Est le gain intégral du régulateur.

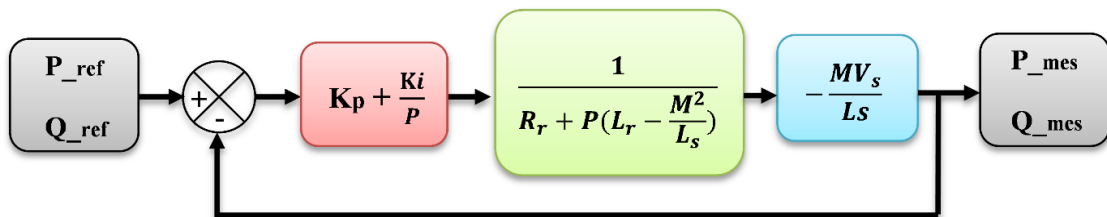
Si on considère la fonction du transfert suivante :  $F(P) = \frac{K}{1 + \tau P}$

Nous avons donc un système bouclé et corrigé par le régulateur précédemment cité (figure (II.3)).

**II.3.4.2 Système régulé par un régulateur PI**



a) Schéma de la régulation des courants rotoriques.



b) Schéma de la régulation des puissances statoriques.

Figure II.3: Schéma de la régulation.

### II.3.4.3 Calcul des paramètres du régulateur PI

Dans notre travail, nous nous calculons les régulateurs des puissances et les régulateurs des courants rotoriques comme suit :

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) avec le régulateur PI s'écrit alors :

$$F_{BO}(P) = \left( \frac{K_p + \frac{K_i}{P}}{1 + \tau P} \right) = \left( \frac{K(K_p P + K_i)}{P(1 + \tau P)} \right) = KK_i \frac{1 + \left( \frac{K_p P}{K_i} \right)}{P(1 + \tau P)}$$

On prend :  $\tau = \frac{K_p}{K_i}$

Alors  $F_{BO}(P) = \frac{K_i K}{P}$

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit comme suit :  $F_{BF}(P) = \left( \frac{1}{1 + \tau_r P} \right)$

Et on a :  $F_{BF}(P) = \left( \frac{KK_i}{KK_i + P} \right) = \left( \frac{1}{1 + \frac{1}{KK_i} P} \right) \Rightarrow \tau_r = \frac{1}{KK_i}$

Avec :

$\tau_r$ : Le temps de repense du système corrigé qui doit être suffisamment rapide Ainsi, les gains du régulateur peuvent être exprimés de la manière suivante :

Or  $K_i = \frac{K_p}{\tau}$  Alors :  $\tau_r = \frac{\tau}{K_p K}$

$K_p = \frac{\tau}{\tau_r K}$

Donc :

$K_i = \frac{1}{\tau_r K}$

Le temps de réponse sera choisi lors de la simulation afin d'offrir le meilleur compromis entre performances et rapidité.

## II.4 La commande vectorielle

La commande vectorielle est une technique de commande très populaire dans le domaine des entraînements à vitesse variable des machines à courant alternatif, de nombreuses variétés ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer, [10,37] :

- Selon la source d'énergie (le type d'alimentation de la machine) :
  - Commande en tension ;
  - Commande en courant ;
- Selon l'orientation du repère (dq) :
  - Le flux rotorique ;

- Le flux statorique ;
- Le flux d'entrefer ;
- Selon la détermination de la position du flux :
  - La première méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive. Cette méthode sera appelée *méthode directe* car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.
  - La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette méthode appelée *méthode indirecte*.

La mise en œuvre est très simple pour la commande vectorielle directe. Par contre elle est très complexe à mettre en œuvre pour la commande vectorielle indirecte mais cette dernière à l'avantage de protéger la machine par la limitation des courants rotoriques qui ont contrôlé par cette méthode, [10].

Dans notre travail, nous nous intéressons à l'étude de la commande vectorielle indirecte à flux statorique orienté.

#### II.4.1 Commande indirecte basée sur l'orientation du flux statorique

La commande par orientation de flux, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Les deux composantes  $I_{rd}$  et  $I_{rq}$  sont censés être alors analogues respectivement au courant d'excitation et d'induit dans MCC, [37].

Cette méthode consiste à estimer les valeurs des tensions rotoriques à partir des valeurs des puissances actives et réactives. Ainsi, les courants rotoriques seront régulés indirectement. [10]

Elle consiste à ajouter une boucle de régulation supplémentaire pour les courants rotoriques, afin d'améliorer et protéger la dynamique du système.

Il existe deux structures pour construire cette commande :

- Commande indirecte sans boucle de puissance (boucle ouverte).
- Commande indirecte avec boucle de puissance (boucle fermé).

##### II.4.1.1 Commande en boucle ouverte

Dans cette méthode en utilisant deux régulateurs du type PI où les courants rotoriques sont utilisés pour contrôler les puissances active et réactive. Les courants rotoriques  $I_{rq}$  et  $I_{rd}$ , sont respectivement les images de la puissance active statorique  $P_s$  et la puissance réactive statorique  $Q_s$ , doivent poursuivre leurs courants de références, [10], [38], [39].

La commande indirecte en boucle ouvert est essentiellement basée sur l'hypothèse d'un réseau stable en tension et en fréquence [40], elle consiste à asservir non plus les puissances statoriques mais plutôt indirectement les courants rotoriques comme retour sur le comparateur d'axe d et q. A partir des expressions de la puissance active et réactive statoriques du système on déduit les références des courants rotoriques direct et quadrature

suivant les relations :

$$I_{rq} = -\frac{L_s}{MV_s} P_s$$

$$I_{rd} = -\frac{L_s}{MV_s} Q_s + \frac{V_s^2}{\omega_s L_s}$$

Ces courants seront utilisés comme références à la place des références sur les puissances active et réactive statoriques [9].

### II.4.1.2 Commande en boucle fermée

Cette commande consiste à réguler les puissances statoriques et les courants rotoriques en cascade, pour cela nous allons mettre en place deux boucles de régulation sur chaque axe avec un régulateur proportionnel intégral pour chacune, l'une réglant la puissance et l'autre le courant, puisqu'elle permet de contrôler séparément les courants  $I_{rd}$  et  $I_{rq}$  et les puissances  $P_s$  et  $Q_s$  en boucle fermée [9]. Ce type de régulation donne une bonne dynamique et une erreur statique nulle. Nous obtenons ainsi la structure de commande présentée sur la figure suivante, [9, 37, 43].

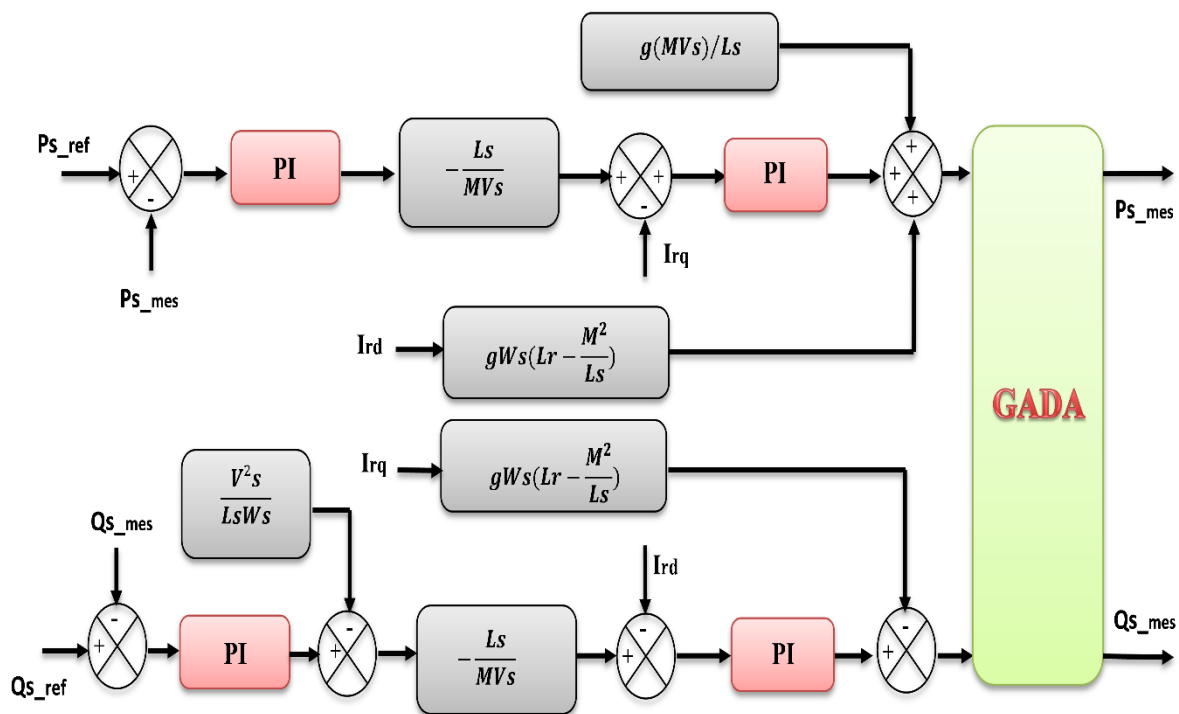


Figure II.4: Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée.

### II.4.2 Résultats de simulation sans convertisseur

Les résultats présentés ci-dessous sont obtenus en appliquant les lois de commande en puissance active et réactive que nous venons de présenter sur le modèle de la machine asynchrone à double alimentation, avec un démarrage à vide puis avec application d'une

puissance active  $P = -3000\text{W}$  entre  $t=1\text{s}$  et  $t=3\text{s}$ , et une puissance réactive  $Q=1000\text{VAR}$  entre  $t=2\text{s}$  et  $t=4\text{s}$ .

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande vectorielle en puissance actives et réactives statorique appliquée à la GADA et entraînée à une vitesse fixe :  $1440\text{tr/min}$ .

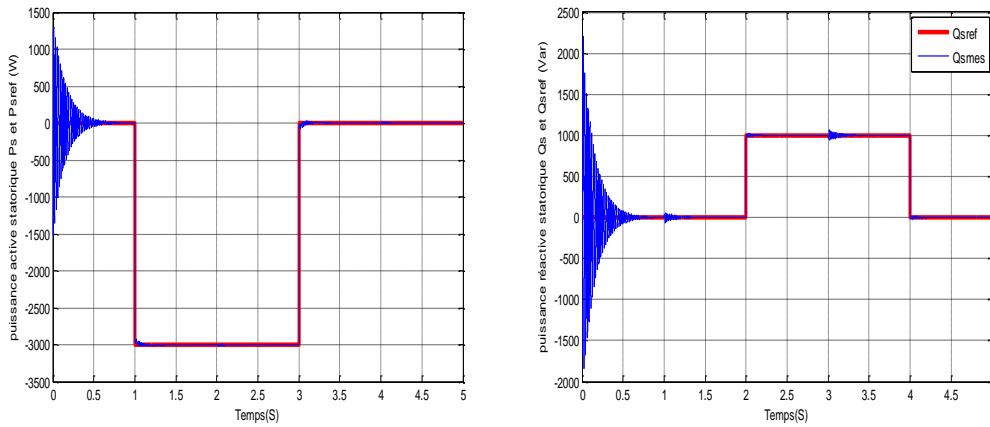


Figure II.5: La puissance active et réactive statorique et sont référence avec boucle de puissance.

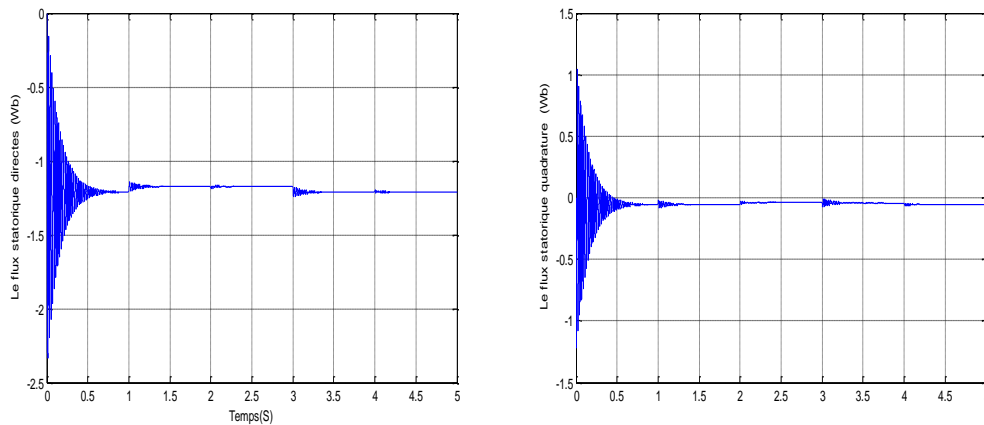
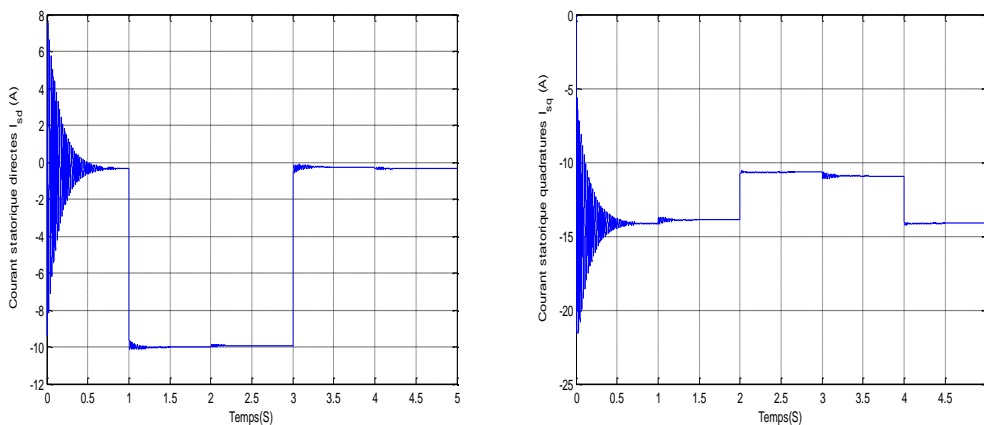


Figure II.6: Le flux statorique selon l'axe d et q avec boucle de puissance.



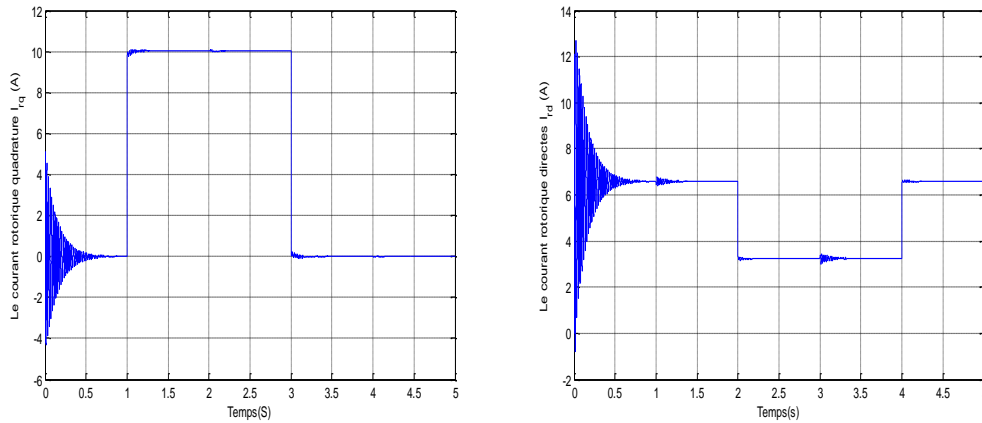


Figure II.7: Le courant statorique et rotorique selon l'axe d et q avec boucle de puissance.

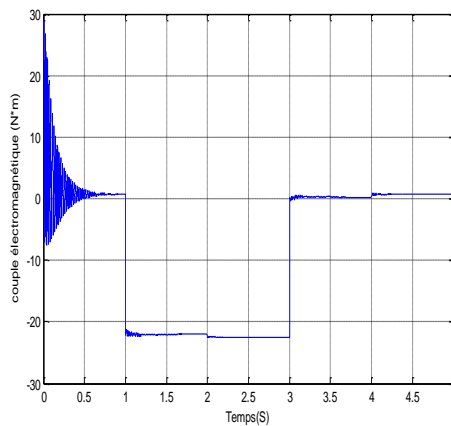


Figure II.8: Le couple électromagnétique avec boucle de puissance.

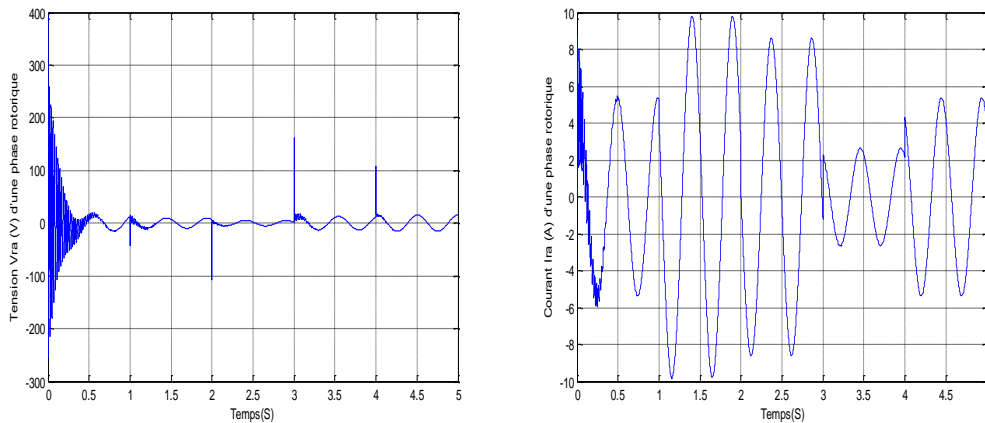


Figure II.9: La tension  $V_{rd}$  (V) et le courant  $I_{rd}$  (A) d'une phase rotorique boucle fermée.

### 4.3 Interprétation des résultats

Pour évaluer et tester la technique de contrôle indirecte des puissances active et réactive par des régulateurs PI, une étude de simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB.

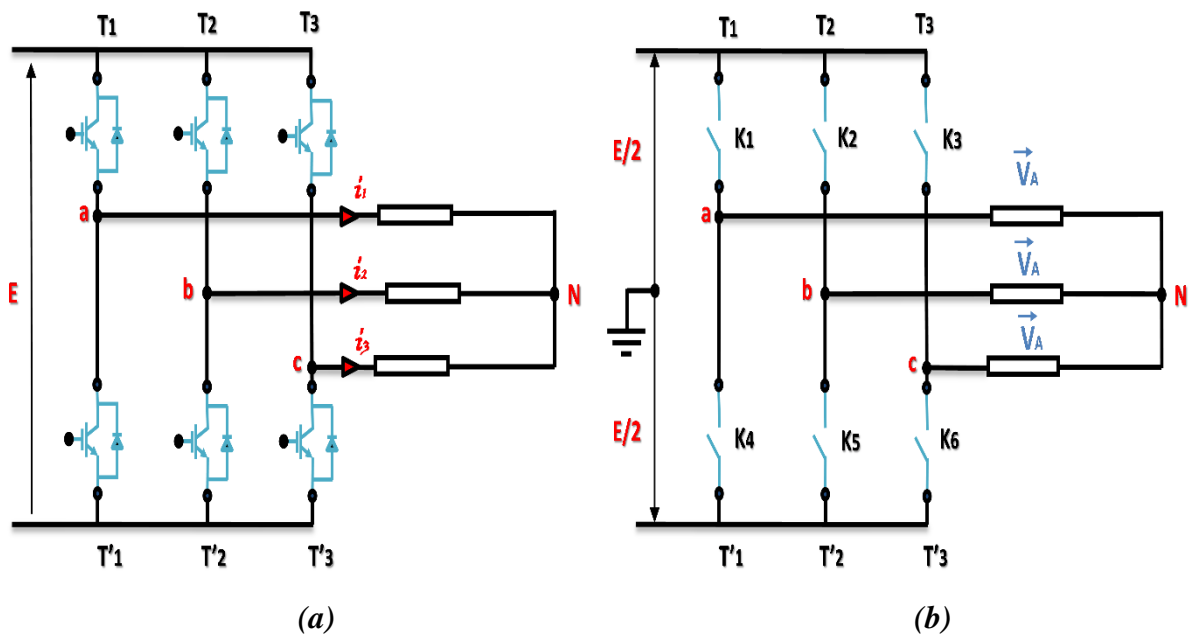
Les résultats de simulation présentent les différentes courbes obtenues par la commande des puissances actives et réactives générées au niveau du stator de la GADA, cette commande



**II.5.1 Modélisation et commande de l'onduleur**

Les onduleurs de tension sont présents dans différents domaines d'application de l'électronique de puissance et notamment dans le domaine de la variation de vitesse des machines à courant alternatif [47]. Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative. Un onduleur de tension triphasé est constitué de trois cellules (bras) de commutation de deux interrupteurs. Pour chaque interrupteur est formé par un transistor (ou un thyristor) monté en tête bêche avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuitage de la source [33].

On peut remplacer chaque groupe transistor-diode de la figure (II.11.a) par des Interrupteurs  $K_j$  ( $j=1, 2, 3, 4, 5, 6$ ), on obtient le schéma simplifié pour chaque onduleur comme l'indique la figure (II.11.b).



**Figure II.11: Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux**

Pour simplifier l'étude, on supposera que [18] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- Le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impairs différents de trois.

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \tag{II.14}$$

Par addition on a :  $V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{ON}$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique

Donc:  $V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{ON} = 0$  ;  $V_{ON} = -(1/3)*(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO})$  (II.15)

On remplace (II.15) dans (II.14), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

On peut écrire le système (II.16) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Grâce à l'ouverture et la fermeture successives des interrupteurs, l'onduleur génère une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires, [47].

$$\text{Avec : } \begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2}S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2}S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2}S_3 \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Tel que :

$$\begin{aligned} S_1 &= 1 \text{ Si } K_1 \text{ fermé Si non } S_1 = -1 \\ S_2 &= 1 \text{ Si } K_2 \text{ fermé Si non } S_2 = -1 \\ S_3 &= 1 \text{ Si } K_3 \text{ fermé Si non } S_3 = -1 \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

On remplace (II.18) dans (II.17) on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Le système (II.20) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI.

### II.5.2 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

L'objectif principal de la commande MLI consiste à comparer instantanément chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer à un signal triangulaire de haute fréquence que nous appellerons porteuse. Les impulsions des commandes  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  de l'onduleur sont les intersections entre les ondes modulantes (de références), généralement sinusoïdale, avec l'onde haute fréquence triangulaire (porteuse), d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison entre de ces deux signaux (références et l'onde triangulaire) détermine l'état des interrupteurs du circuit de puissance (ouverture ou fermeture) [10, 48].

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

- L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f_r$  de la référence :  $m = \frac{f_p}{f_r}$

- Le taux de modulation  $r$  (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_p$  à la valeur crête  $V_r$  de la porteuse :

$$r = \frac{V_r}{V_p}$$

Le schéma de principe est donné par la figure (II.12).

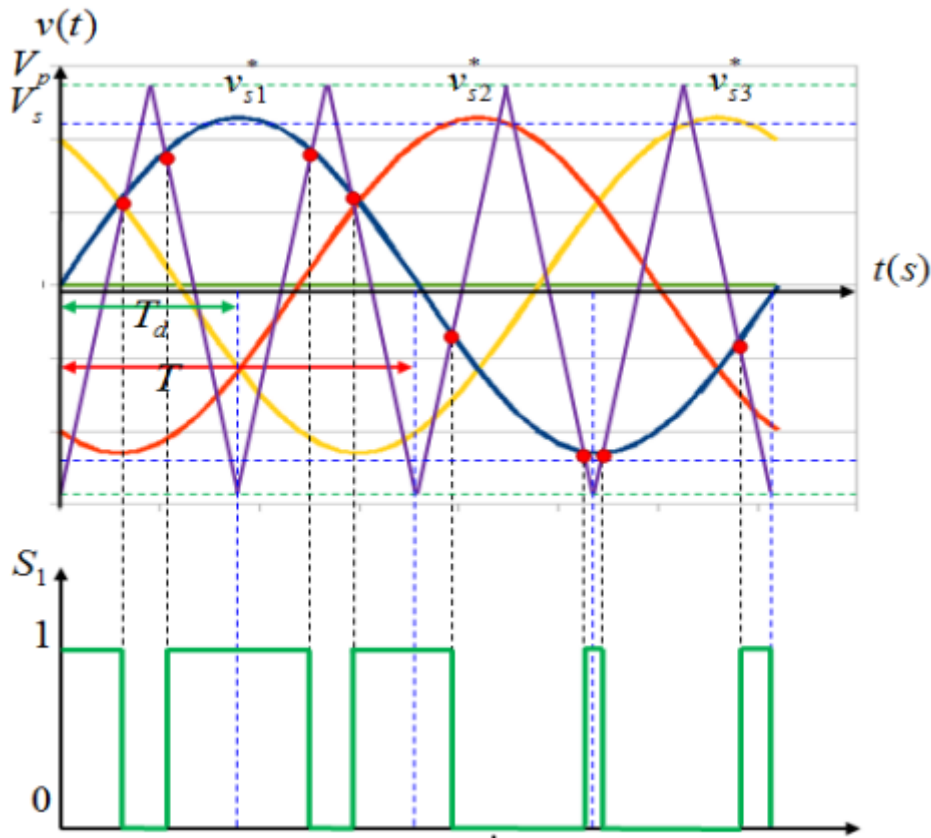


Figure II.12 : Signaux de références, la porteuse et l'état  $S_1$  du premier interrupteur.

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence  $f_p$  et sa valeur de crête  $V_p$ . On définit l'équation de la porteuse dans sa période  $[0, T_p]$  par :

$$x_1(t) = V_p \left( -1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) \quad t \in \left[ 0; \frac{T_p}{2} \right]$$

Si

$$x_2(t) = V_p \left( 3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) \quad t \in \left[ \frac{T_p}{2}; T_p \right]$$

On note que la MLI permet une nette réduction des harmoniques des courants, en augmentant la fréquence de découpage. Elle permet aussi de repousser vers des fréquences

plus élevées les harmoniques de la tension ce qui facilite le filtrage ; comme elle permet aussi de faire varier le fondamental de la tension désirée.

## II.6 Commande vectorielle de la GADA avec un convertisseur a deux niveaux

### II.6.1 Principe de fonctionnement d'un redresseur à MLI

La structure de la cascade est celle représentée sur la figure (II.10). Les deux convertisseurs interposés entre le rotor de la GADA et le réseau sont de type MLI à deux niveaux, bidirectionnels en puissance. Les signaux de commande seront déterminés en faisant un asservissement de la tension du bus continu. Le redresseur à MLI au même principe de fonctionnement qu'un hacheur élévateur. La tension de sortie d'un redresseur à MLI est toujours supérieure à sa tension d'entrée, pour cela il faut régler cette tension de sortie suite à la nécessité de la charge utilisée. Pour accomplir cette tâche, la tension de sortie du redresseur est mesurée et comparée à une référence. Ce type de convertisseur peut opérer en redresseur ou en onduleur. Quand le courant  $I_{ch}$  est positif (Opération redresseur), le condensateur C est déchargé et le signal d'erreur demande au bloc de commande plus d'énergie à partir du réseau, le bloc de commande prend l'énergie d'alimentation en produisant des signaux appropriés à l'amorçage des transistors. De cette façon l'écoulement de courant du coté alternatif vers le coté continu, et la tension de condensateur est récupérée. Inversement, quand  $I_{ch}$  devient négatif (Opération Onduleur), le condensateur C est surchargé, et le signal d'erreur demande à la commande la décharge du condensateur et renvoyé l'énergie vers le réseau.

L'avantage de la commande MLI ne s'arrête pas au contrôle de la puissance active, mais la puissance réactive également, permettant à ce type de convertisseur de corriger le facteur de puissance du réseau. Ainsi, la commande MLI nous permet d'avoir une bonne qualité de signal (formes sinusoïdales), ramenant le contenu harmonique vers des fréquences élevées et par la suite la facilité de filtrage, [36].

### II.6.2 Modélisation du redresseur à MLI

L'avantage de convertisseur côté réseau, en plus de la bidirectionnalité de puissance, permet le contrôle de la puissance active en maintenant la tension du bus continue constante, et fixer la puissance réactive de référence à une valeur nulle pour ne pas altérer la qualité du réseau (facteur de puissance du réseau unitaire). Le convertisseur côté réseau a la même conception que le convertisseur côté machine qui présentait précédemment [48].

Les redresseurs sont des convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative-continu. On utilise un redresseur chaque fois qu'on a besoin de source continue sachant que l'énergie électrique est disponible en alternative [49].

L'inductance (L) et la résistance(R) représentent l'impédance de ligne, V est la tension de ligne et  $U_c$  la tension d'entrée du redresseur. La figure (II.13), présente la structure d'un redresseur à MLI triphasé, qui peut être décomposé en trois étages : La source, le convertisseur et la charge, [50].

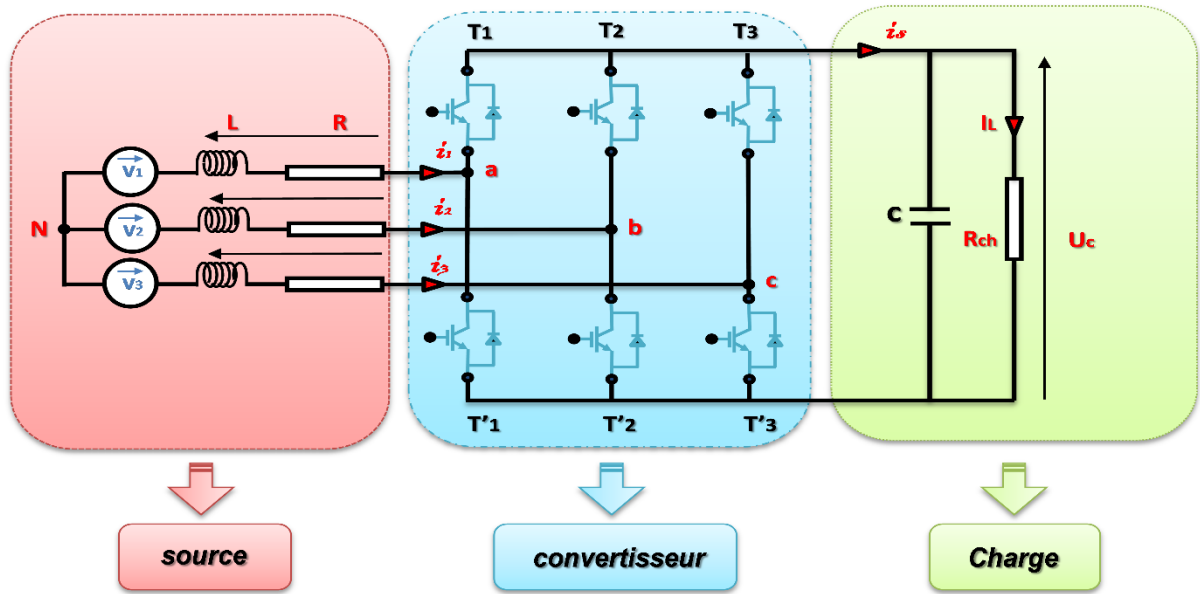


Figure II.13: Structure du redresseur à MLI.

### II.6.2.1 La source d'alimentation

C'est une f.é.m. triphasée supposée parfaitement sinusoïdale et équilibrée en série avec une résistance R et une inductance Le représentant respectivement la résistance et l'inductance totales de la ligne. Les tensions de la ligne sont données par [10, 48] :

$$\begin{cases} V_1 = Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} + V_{an} \\ V_2 = Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} + V_{bn} \\ V_3 = Ri_3 + L \frac{di_3}{dt} + V_{cn} \end{cases} \quad (II.21)$$

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  sont les tensions simples par rapport au neutre de la source à l'entrée du convertisseur. Et les courants de chaque phase sont alors donnés par le système d'équations différentielles suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_1 - V_{an} \\ V_2 - V_{bn} \\ V_3 - V_{cn} \end{bmatrix} \quad (II.22)$$

### II.6.2.2 L'étage Convertisseur

Sachant que la structure du redresseur est identique à celle de l'onduleur déjà modélisé dans la section précédente, la matrice de connexion du pont est similaire à l'équation (II.20).

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

En plus le courant redressé est donné par :

$$i_s = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & S_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

### II.6.2.3 La charge

Cet étage est constitué d'une capacité C en parallèle avec une résistance R modélisant la charge continue. Et il est régi par les deux équations électriques :

$$\begin{cases} \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C}(i_s - i_L) \\ U_c = R_{ch}i_L \end{cases} \quad (II.25)$$

Ce qui permet d'obtenir la fonction de transfert entre tension et courant redressés :

$$\frac{U_c}{i_s} = \frac{R_{ch}}{1 + R_{ch}CP} \quad (II.26)$$

A partir des relations (II.21), (II.22), (II.23) et (II.25), on peut établir le schéma fonctionnel global du redresseur à MLI ayant comme entrées la commande des gâchettes des N interrupteurs du haut (S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>, S<sub>3</sub>) et comme sortie la tension redressée U<sub>c</sub>.

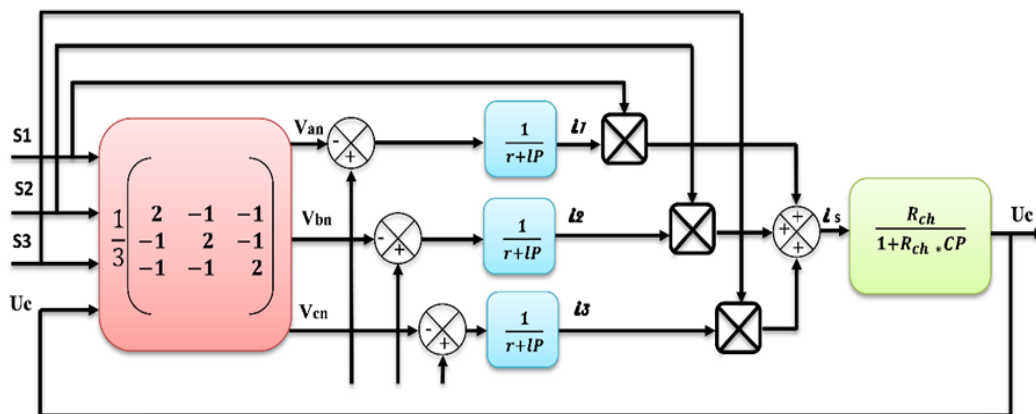


Figure II.14: Schéma fonctionnel du redresseur à MLI.

### II.6.3 Régulation en cascade du redresseur à MLI dans le repère (d, q)

Il existe plusieurs techniques de commande des redresseurs à MLI, qui varient de la simplicité et la médiocrité de performances à la complexité et la robustesse (commande à hystérésis de courant, commande par comparaison de rampe...) [49].

L'objectif de la commande de convertisseur côté réseau est de contrôler deux grandeurs importantes à savoir :

- Maintenir la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, on doit régler la tension de bus continu par rapport à la valeur de référence ;
- Maintenir la puissance réactive de référence à une valeur nulle pour assurer le facteur de puissance unitaire [50].

Grâce à ses trois régulateurs (Deux pour les composantes du courant et un pour la tension continue), la régulation en cascade dans le repère (d, q), est une technique suffisamment performante pour notre application.

### II.6.3.1 Modélisation dans le repère (d, q)

Les équations régissant le système sont :

$$\begin{cases} V_{pd} = V_d - r i_d - l \frac{di_d}{dt} + l \omega i_q \\ V_{pq} = V_q - r i_q - l \frac{di_q}{dt} - l \omega i_d \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Où

$V_{pd}$  et  $V_{pq}$  : Sont les composantes de Park des tensions à l'entrée du convertisseur.

$V_d$  et  $V_q$  : Les composantes de Park des tensions du réseau.

$i_d$  et  $i_q$  : Les composantes de Park des courants du réseau.

$\omega$  : La pulsation du réseau.

Et les expressions des puissances active et réactive sont données par :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} [V_d i_d + V_q i_q] \\ Q = \frac{3}{2} [V_q i_d - V_d i_q] \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Ce système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ V_q & -V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Ce qui implique que les courants de ligne peuvent être obtenus par :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{1}{(V_d^2 + V_q^2)} \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ V_q & -V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Et on pose  $P = U_c i_s$  et  $Q = 0$

Ce qui implique que les courants de ligne peuvent être obtenus par :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{1}{(V_d^2 + V_q^2)} \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ V_q & -V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Le schéma bloc de la régulation est alors représenté dans la figure ci-dessous.



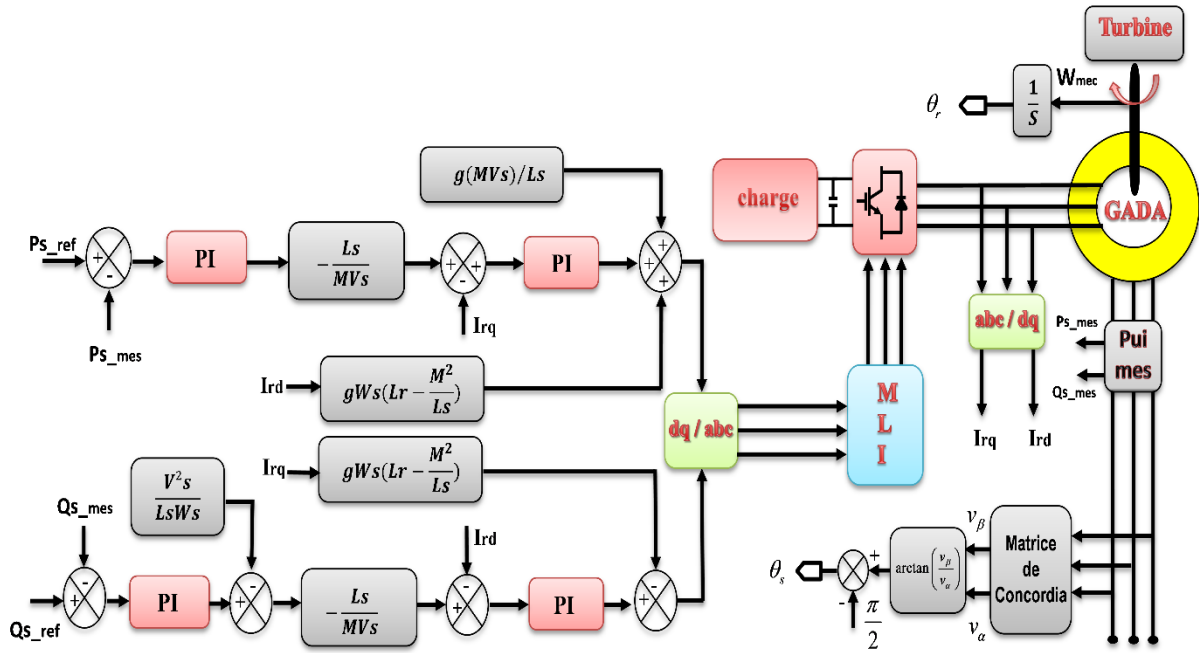


Figure II.18: Schéma bloc de la commande indirecte avec convertisseur.

II.6.3.2 Résultats de simulation avec convertisseur

Les résultats de simulation présenter sur les figures ci-dessous, nous permet de présenter les performances de la cascade utilisant un redresseur et un onduleur à deux niveaux connecte au rotor de la GADA, sans réglage de vitesse avec un démarrage à vide puis avec application d'une puissance active  $P = -3000W$  entre  $t=1s$  et  $t=3s$ , et une puissance réactive  $Q=1000VAR$  entre  $t=2s$  et  $t=4s$ .

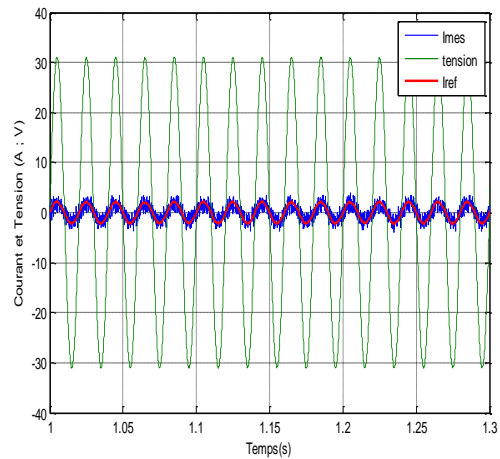
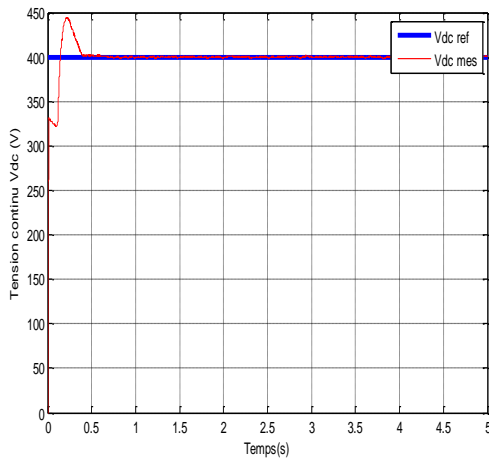


Figure II.19: Tension du bus continu Figure II.20: Courant et tension de ligne

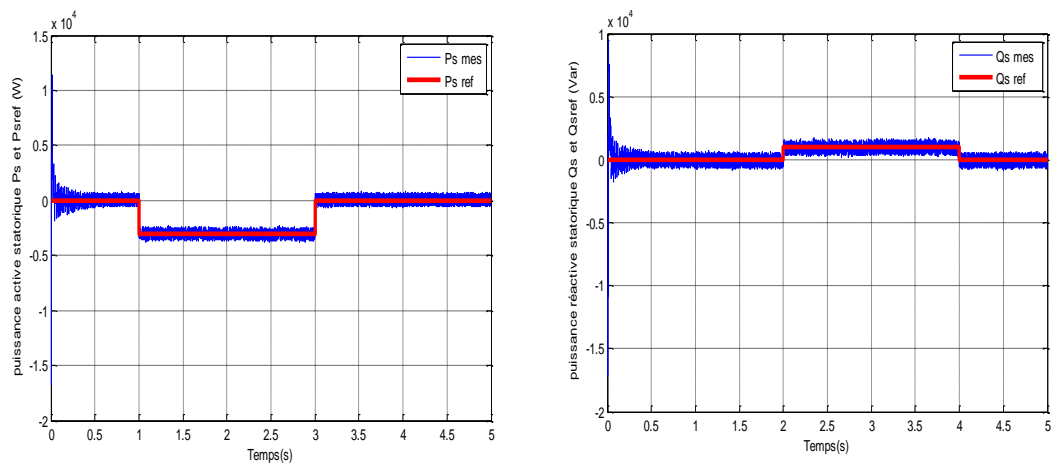


Figure II.21: La puissance active et réactive statorique avec boucle de puissance.

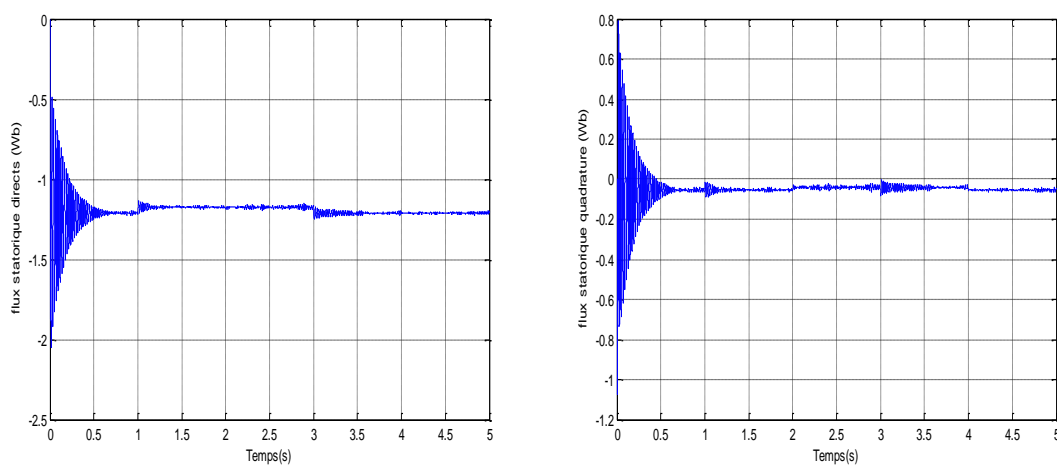
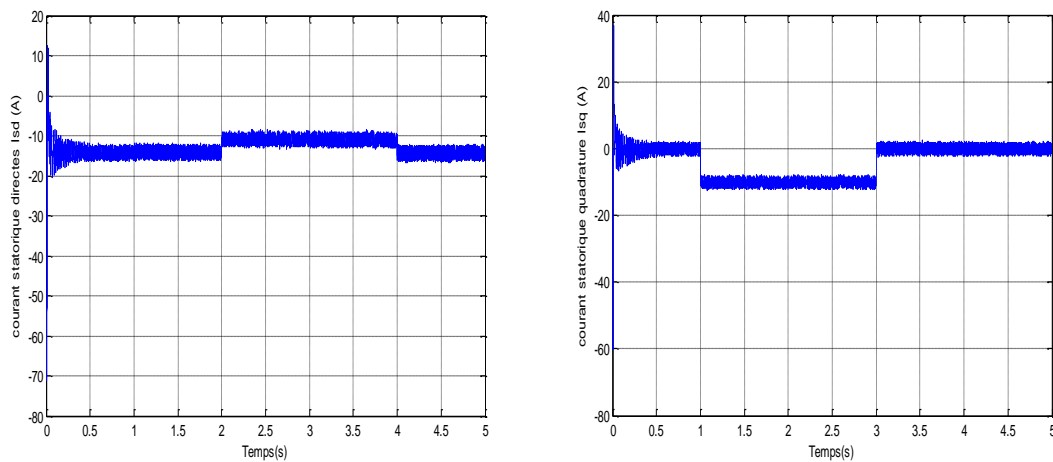


Figure II.22: Le flux statorique selon l'axe d et q avec boucle de puissance.



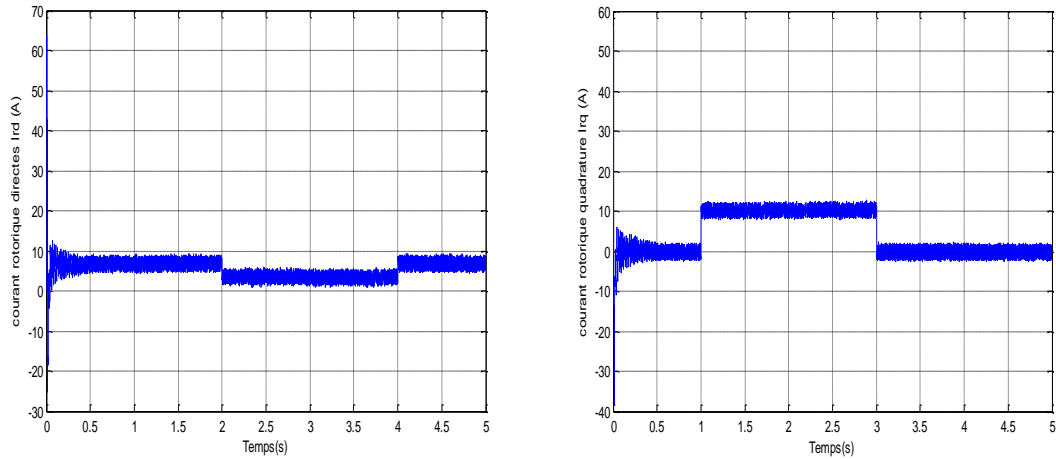


Figure II.23: Le courant statorique et rotorique selon l'axe d et q avec boucle de puissance.

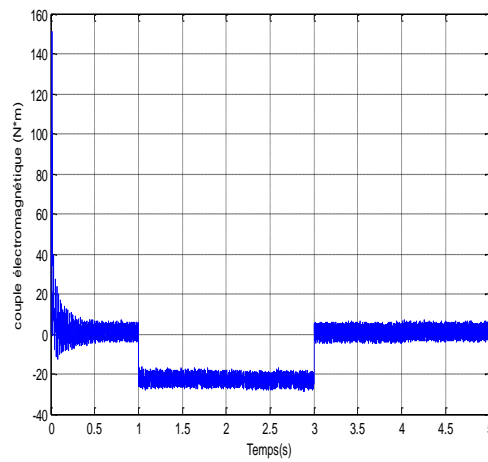


Figure II.24: Le couple électromagnétique avec boucle de puissance.

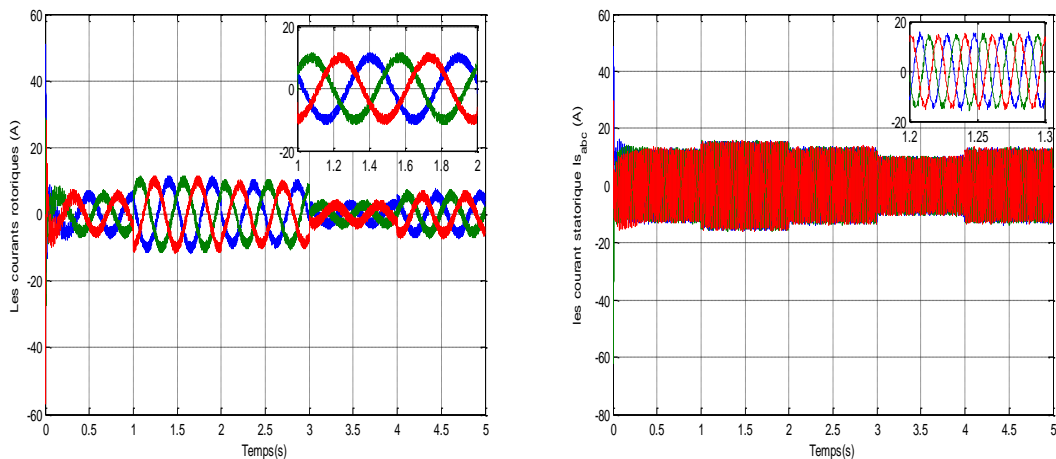


Figure II.25: Les composantes du courant statoriques et rotoriques.

### II.6.4 Interprétation des résultats

- Selon les résultats obtenus dans les deux premières figures on trouve :

Il est clair que la tension continue suit la référence imposée (Figure II.19). En plus les

courants de ligne suivent parfaitement leurs références et ont une forme sinusoïdale (Figure II.20). Ce qui confirme l'intérêt du redresseur à MLI dans la réduction des harmoniques.

- Les résultats de simulation montrent que toutes les grandeurs et similaires à ceux trouvés avec une alimentation continue parfaite. On constate un bon suivi de consigne pour la puissance active ainsi que la puissance réactive statorique par les puissances réelles débitées par la GADA. Les courants du réseau suivent parfaitement leurs références. La tension à la sortie du convertisseur coté réseau est à deux niveaux ou son amplitude dépend de la valeur de la tension du bus continu qui est 400V. On constate que la tension d'entrée de l'onduleur à deux niveaux ( $U_c$ ) atteint sa référence.

## II.7 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier et d'appliquer la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la génératrice asynchrone à double alimentation. Le choix sur l'orientation du flux a été pris en orientant le flux statorique selon l'axe d. La méthode du flux orienté est appliquée depuis quelques années à la GADA reste la méthode la plus répondue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine. A partir de la simulation numérique, on a constaté qu'effectivement la technique d'orientation du flux statorique permet de découpler le flux et les puissances de sorte que la composante directe du courant rotorique contrôle la puissance réactive, et la composante en quadrature contrôle la puissance active. Ceci nous permet d'obtenir des performances dynamiques élevées similaires à celle de la MCC.

Ce chapitre nous avons établi aussi la modélisation des convertisseurs statiques (onduleur et redresseur à MLI deux niveaux) et sa commande pour réguler la tension du bus continu. Ce travail a débouché sur la garanti d'un approvisionnement en tension continue constante et régulée aux bornes de l'onduleur coté rotor de la GADA. Pour pallier au problème de la sensibilité de la commande aux perturbations et aux incertitudes paramétriques (telle que la résistance de la charge non linéaire ...), nous allons introduire un deuxième type de commande non linéaire, en l'occurrence, la commande par mode glissant-flou. Cette dernière fera l'objet du chapitre suivant.

---

# *Chapitre III*

*Commande par mode glissant des puissances  
active et réactive*

---

## Chapitre III

### Commande par mode glissant des puissances actives et réactives

#### III.1 Introduction

En générale, de nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent en plus des perturbations extérieures (variation de charge manipulée), des non linéarités (exemple : frictions, hystérésis) et des perturbations paramétriques [51].

Parmi les techniques de commande sont demandées, dans le but de résoudre ces problèmes et obtenir d'une erreur statique nulle et un système de contrôle stable et robuste.

La commande non linéaire de la GADA. Il s'agit d'une Commande à Structure Variable (CSV) qui, dans la bibliographie du génie électrique, porte le nom de commande par mode de glissement, est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable.

Nous présenterons dans un premier temps quelques éléments de la théorie de contrôle par mode de glissement, ensuite nous l'appliquerons successivement la modélisation en puissance avec la transformation de Park. Nous donnerons finalement les résultats de simulation obtenus avec ces différentes modélisations qui confirme la validation de la commande.

Alors dans ce présent chapitre on va étudier la commande par mode glissant et ainsi que nous avons appliqué cette commande sur la machine asynchrone à double alimentation GADA.

#### III.2 Système à structure variable

##### III.2.1 Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels :

- Synthétiser une surface  $S(x, t)$ , telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation)  $U(x, t)$  qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

##### III.2.2 Principe

La commande par mode glissement consiste à ramener la trajectoire d'état de système bouclé vers une surface de glissement et la faire de comète autour de cette surface jusqu'à point d'équilibre [52]. D'où le phénomène de glissement figure (III.1), En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties :

- Détermination d'une région d'espace d'état telle qu'une fois que le système se trouve dans cette région, il ait le comportement désiré.
  - Définition d'une loi de commande qui conduit le système jusqu'à cette région de l'espace d'état.
-

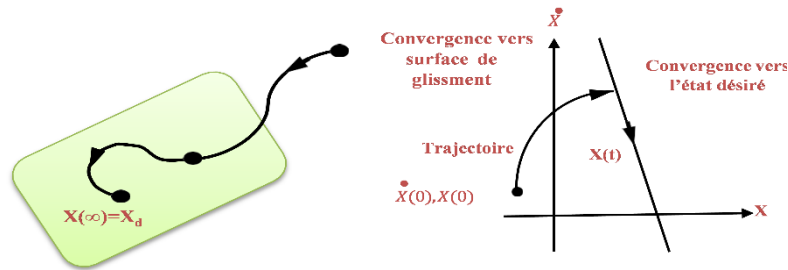


Figure III.1: Convergence du système glissant.

### III.2.2.1 Régime glissant idéal

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation  $s(x) = 0$ . Le régime glissant idéal à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation  $S$ .

### III.2.2.2 Régime glissant réel

En pratique, l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présente des imperfections comme les retards de commutations. Dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité.

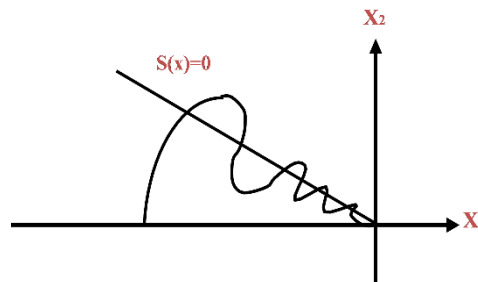


Figure III.2: Glissement réel.

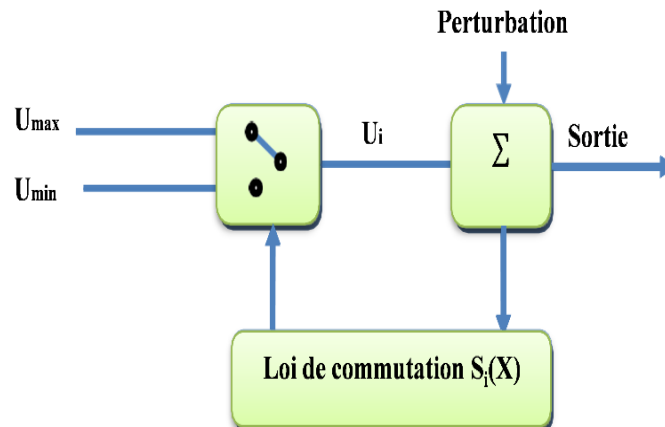
## III.3 Différentes structures du contrôle par mode de glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appelle, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Et finalement, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente" [53].

### III.3.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (III.3). Cette structure de commande est la plus classique et la plus

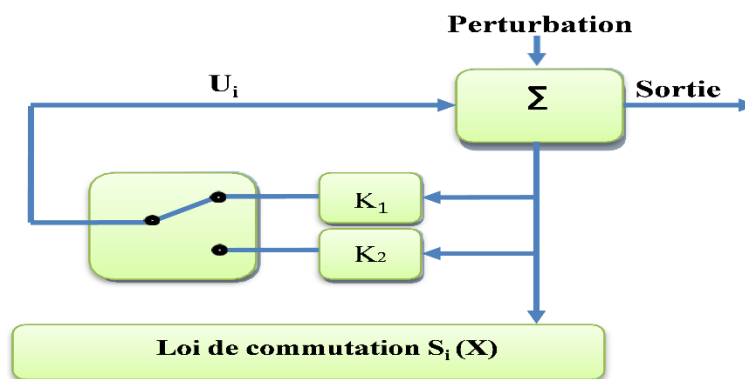
utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'applications aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas à pas.



*Figure III.3 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.*

### III.3.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Le schéma d'une telle structure est représenté sur la figure (III.4), c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système [54].



*Figure III.4 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.*

### III.3.3 Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (III.5) présente un avantage réel. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente [54].

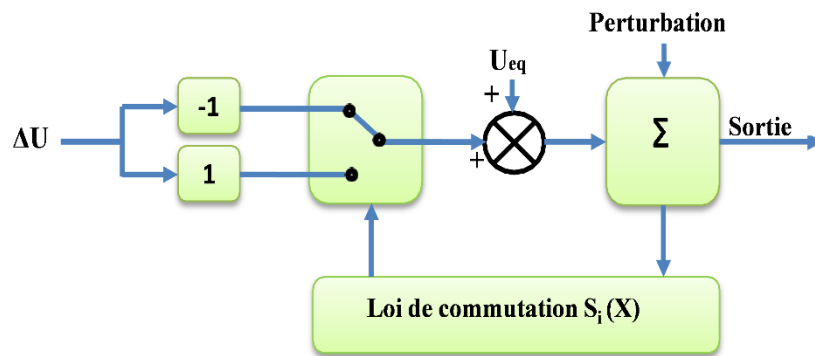


Figure III.5: Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

### III.4 Conception de l'algorithme de commande par mode glissant

La commande par mode glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de performances de façon systématique dans son approche qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [55, 56,] :

- Le choix des surfaces de glissement ;
- La définition des conditions d'existences et de convergences du régime glissant ;
- La détermination de la loi de commande.

#### III.4.1 Choix des surfaces de glissement

Pour des raisons de stabilisation et de définition d'une dynamique désirée du système dans le mode de glissement, la surface de glissement  $s(x)$  peut être choisie en générale comme étant un hyperplan passant par l'origine de l'espace.

On considère le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{III.1})$$

Où  $[X]$  : Représente le vecteur d'état ;

$[U]$  : Le vecteur de commande.

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande  $[U]$ . Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état  $X$  vers sa valeur de référence  $X^{ref}$ , il faut choisir une surface de glissement qui est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface. Dans ce travail, nous nous intéressons à une surface non linéaire suivante :

$$s(x) = \left( \frac{d}{dt} - \lambda \right)^{r-1} . e(x) \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$\lambda$  : Le gain positif qui interprétera la bande passante du contrôle désiré ;

$e(x) = X - X^{ref}$  : L'écart de la variable à réguler ;

$r$  : Le degré relatif ; c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

Pour  $r = 1$   $s(x) = e(x)$

Pour  $r = 2$   $s(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour  $r = 3$   $s(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2 * \lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

$s(x)$  : Est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda$ , ce qui représente l'objectif de la commande.

En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de la trajectoire dont l'objectif est de garder  $s(x)$  à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart  $e(x)$  en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart à pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre  $r$ .

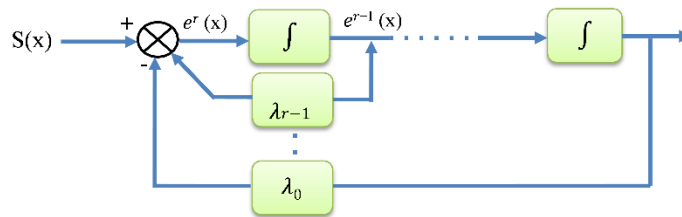


Figure III.6: Linéarisation exacte de l'écart.

**III.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant**

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$ . Ce phénomène est illustré dans la Figure (III.7) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état  $x_1$  et  $x_2$  [57].

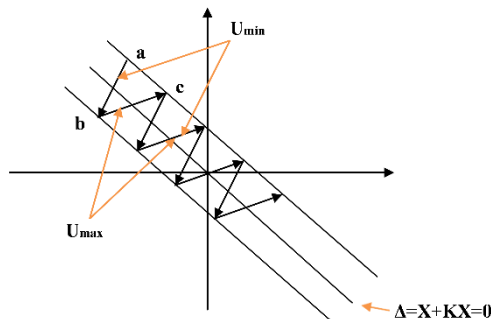


Figure III.7: Démonstration du mode de glissement.

On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation  $S(x) = 0$  (droite continu), les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de  $\pm \Delta S$  Une

trajectoire avec  $U = U_{\max}$  touche au point "a" le seuil de basculement inférieur. Si avec  $U = U_{\min}$ , la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point "b" le seuil de basculement supérieur ou lieu de commutation sur  $U = U_{\min}$ . Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'inférieur et ainsi de suite. Il y'a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Par conséquent la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour  $S(x) = 0$  et le vecteur  $x$  suit une trajectoire qui respecte cette condition.

Les conditions de convergence permettent à la dynamique du système, dans le plan de phase, de converger vers la surface de glissement, nous citons deux conditions :

#### III.4.2.1 La condition directe de commutation

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin dont le principe est de garder le produit de la fonction de surface  $s(x)$  et son dérivé à une valeur inférieure à zéro ; C'est la première condition de convergence, elle est donnée sous la forme :

$$\dot{s}(x) \cdot s(x) < 0$$

#### III.4.2.2 La fonction de Lyapunov

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov  $V(x) > 0$  (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction  $\dot{V}(x) < 0$ .

En définissant la fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{1}{2} s(x)^2$$

Sa dérivée sera :

$$\dot{V}(x) = \dot{s}(x) \cdot s(x)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que :

$$\dot{s}(x) \cdot s(x) < 0$$

Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de robustesse et garantit la stabilité du système non linéaire [58].

#### III.4.2.3 Détermination de la loi de commande

On a déterminé la loi de commande nécessaire pour attirer et maintenir la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre toute en garantissant les conditions d'existence du mode de glissement.

La structure de la commande  $U(x)$  comporte deux commandes, l'une appelée  $U_{eq}$  qui concerne la linéarisation exacte du système, l'autre appelée  $\Delta U$  qui concerne la stabilisation du système, cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

$$U(t) = \Delta U + U_{eq} \tag{III.3}$$

$U_{eq}$  : La commande équivalente ou nominale est déterminée par le modèle du système. On peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs  $U_{max}$  et  $U_{min}$ . Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement ( $x$ ). La commande équivalente est déduite en considérant que la dérivée de la surface est nul  $\dot{s}(x) = 0$ .

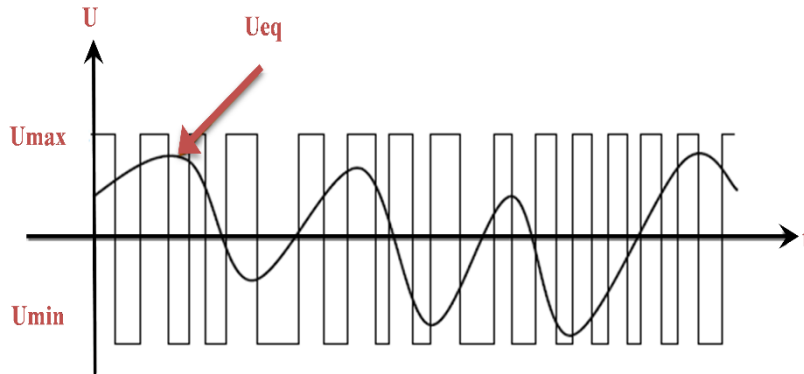


Figure III.8: Commande équivalente.

$\Delta U$  : La commande de glissement ou attractive est utile pour compenser les incertitudes de modèle. Elle est constituée de la fonction signe « *sign* » de la surface de glissement  $s(x)$ , multipliée par une constante  $kx$ . La surface de glissement est définie dans l'espace d'état des erreurs afin de garantir la convergence des états. Elle est déterminée pour vérifier la condition de convergence  $\dot{s}(x).s(x) < 0$ .

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (III.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande  $U$ .

La dérivée de la surface ( $x$ ) est :

$$\dot{s} = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \tag{III.4}$$

En remplaçant (III.1) et (III.3) dans (III.4), on trouve :

$$\dot{s} = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} ([A][X] + [B]U_{eq}) + \frac{\partial s}{\partial t} [B]\Delta U$$

(III.5)

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left( \frac{\partial s}{\partial x} [B] \right)^{-1} \left( \frac{\partial s}{\partial x} [A][X] \right) \tag{III.6}$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial s}{\partial x} [B] \neq 0$$

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.1), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} [B] \Delta U$$

Et la condition d'attractivité  $\dot{s}(x).s(x) < 0$  devient :

$$s(x) \frac{\partial s}{\partial x} [B] \Delta U < 0$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de  $\Delta U$  doit être opposé à celui de  $s(x) \frac{\partial s}{\partial x} [B]$ .

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction sign, figure (III.9).

$$\Delta U = k_x \text{sign}(s(x)) \tag{III.7}$$

Le signe de  $k_x$  doit être différent de celui de  $\frac{\partial s}{\partial x} [B]$ .

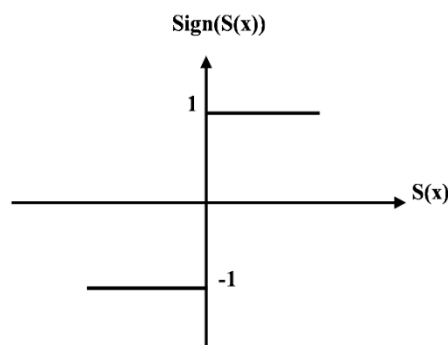


Figure III.9: Fonction sign.

### III.5 Le phénomène du Chatterings

La commande équivalente et les imperfections technologiques (retard et hystérésis des actionneurs et des capteurs) créent des oscillations indésirables appelées phénomène de réticence (Chattering), ce phénomène reste un obstacle pour réaliser une commande qui contrôle la trajectoire du système vers la surface de glissement avec des oscillations idéales et fréquences infinies :

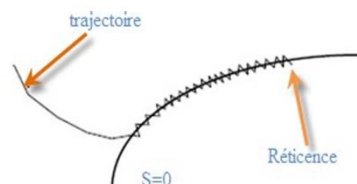


Figure III.10: Phénomène de broutement.

Ce phénomène a plusieurs effets indésirables sur le comportement du système à savoir :

- La création de dynamiques non modélisées ;
- La diminution de la précision de la commande ;
- L'augmentation des pertes d'énergie ;
- L'augmentation de la fatigue des parties mécaniques mobiles.

Plusieurs techniques ont alors été proposées pour réduire ou éliminer ce phénomène.

Parmi ces techniques on présente deux solutions.

### III.5.1 La proposition de Slotine

Elle consiste à approximer la commande discontinue par une loi continue au voisinage de la surface, cette fonction a le nom « *sat* ». Remplacer la fonction « *sign* » par la fonction de saturation « *sat* » caractérisée par un ou deux seuils (atténuation des amplitudes des ondulations) [59, 60]. Dans ce cas, la commande deviente :

$$U = -ksat(s(x)) \tag{III.8}$$

La fonction « *sat* » est donnée par :

$$sat(s) = \begin{cases} \frac{s}{k} & si \quad |s| \leq \phi \\ sign(s) & si \quad |s| > \phi \end{cases} \tag{III.9}$$

Qui peut être illustrée par la figure (III.11)

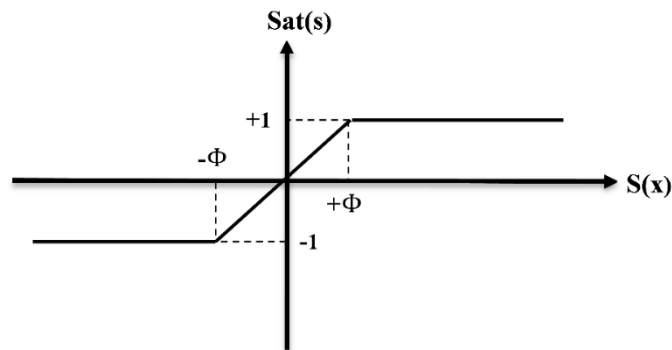


Figure III.11: Fonction de saturation « *sat* ».

### III.5.2 La proposition de Harshima

Dans cette proposition, la fonction « *sign* » est remplacée par une fonction de lissage appelée « *cont* », figure (III.12) [59, 60].

Dans ce cas, la commande devient :  $U = -k cont(s(x))$  (III.10)

Cette fonction est définie comme suit :

$$cont(s) = \begin{cases} \frac{s(x)}{|s(x)| + \epsilon} & si \quad |s| \leq \phi \text{ avec } \epsilon > 0 \\ sign(s) & si \quad |s| > \phi \end{cases} \tag{III.11}$$

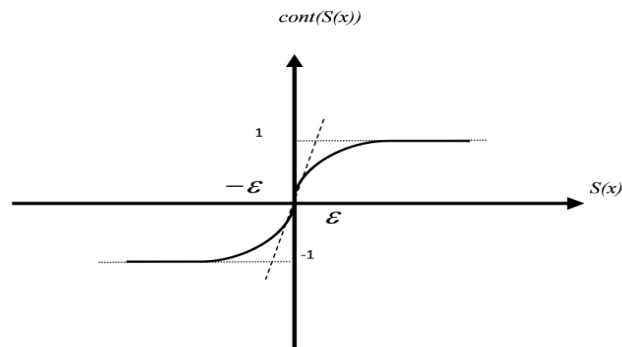


Figure III.12: Fonction de saturation « Cont ».

### III.6 Domaine d'applications de la commande par mode glissant

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables : complètement ouvertes ou complètement fermées. Une autre application consiste à l'utilisation des onduleurs monophasés ou triphasés à pulsation pour l'alimentation des machines asynchrones ou synchrones [61].

Les entraînements électriques pour des machines ou des robots, entraînement qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur de réglage par mode glissant [62].

### III.7 Avantages de la commande par mode glissant

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- Elle est robuste, rejetant les perturbations.
- Il suffit de connaître une borne, ce qui simplifié le réglage.
- Le choix de la surface de commutation est assez libre.
- La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de  $V$ .
- On peut étendre la technique à des surfaces autres que des droites et de dimensions quelconques.

### III.8 Commande non linéaire par mode glissant

#### III.8.1 Modèle de la GADA

Le modèle utilisé est le modèle à flux statorique orienté présenté précédemment dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator au repère  $(d, q)$ . Le modèle d'état est donné comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (III.12)$$

### III.8.1.1 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

$$\begin{cases} P_s^{ref} = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq}^{ref} \\ Q_s^{ref} = -\frac{V_s M}{L_s} I_{rd}^{ref} + \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (III.13)$$

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = -\frac{L_s}{M V_s} P_s^{ref} \\ I_{rd}^{ref} = -\frac{L_s}{M V_s} Q_s^{ref} + \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (III.14)$$

### III.8.1.2 Relations de la dérivée de courants rotoriques

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = \left( V_{rd} - R_r I_{rd} + g \omega_s L_r \sigma I_{rq} \right) \frac{1}{L_r \sigma} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \left( V_{rq} - R_r I_{rq} - g \omega_s L_r \sigma I_{rd} - g \frac{M V_s}{L_s} \right) \frac{1}{L_r \sigma} \end{cases} \quad (III.15)$$

### III.8.2 Commande indirecte par mode glissant du GADA :

Les courants rotoriques  $I_{rq}$  et  $I_{rd}$ , sont respectivement les images des puissances statoriques active  $P_s$  et réactive  $Q_s$ , qui doivent poursuivre leurs courants de références [63].

- **Choix des surfaces de glissements**

La puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe  $q$ , et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe  $d$ . Pour contrôler la puissance, On prend  $n = 1$ .

Les expressions de la surface de contrôle indirecte des puissances active et réactive sont :

$$S(I_{rq}) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (III.16)$$

$$S(I_{rd}) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (III.17)$$

- **Conditions de convergence**

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence, il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} S(I_{rq}) = 0 \\ S(I_{rd}) = 0 \end{cases} \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} \frac{d}{dt} (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) = 0 \\ \frac{d}{dt} (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) = 0 \end{cases} \quad (III.18)$$

Lorsque les conditions de convergences sont satisfaites, les images des puissances

active et réactive  $I_{rq}$  et  $I_{rd}$  tendent exponentiellement vers leurs valeurs de références, et pour suivre ces valeurs, il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

Le mode glissant est réalisé à condition que la relation d'attractivité de Lyapunov soit inférieure à zéro ; c'est à dire  $\dot{s}(x).s(x) < 0$ .

- **Loi de commande par mode glissant**

L'algorithme de commande est défini par les relations :

$$V_{rq} = V_{rq}^{eq} + V_{rq}^n \quad (III.19)$$

$$V_{rd} = V_{rd}^{eq} + V_{rd}^n \quad (III.20)$$

avec :

$V_{rq}, V_{rd}$ : Les tensions de commandes ;

$V_{rq}^{eq}, V_{rd}^{eq}$  : Les tensions de commandes équivalentes ;

$V_{rq}^n, V_{rd}^n$  : Les tensions de commandes de commutations.

- **Contrôle du courant rotorique quadrature  $I_{rq}$  :**

Pour contrôler indirectement la puissance active, on prend  $r = 1$ . L'expression de la surface de glissement devient :

$$S(I_{rq}) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (III.21)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{S}(I_{rq}) = (\dot{I}_{rq}^{ref} - \dot{I}_{rq}) \quad (III.22)$$

En remplaçant les dérivées des courants et des courants de références  $\dot{I}_{rq}^{ref}$  et  $\dot{I}_{rq}$  par leurs expressions données par les équations (III.14) et (III.15), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{S}(I_{rq}) &= \left( -\frac{L_s}{MV_s} \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} \left( V_{rq} - R_r I_{rq} - g w_s L_r \sigma I_{rd} - g \frac{MV_s}{L_s} \right) \right) \\ \dot{S}(I_{rq}) &= \left( -\frac{L_s}{MV_s} \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} \left( -R_r I_{rq} - g w_s L_r \sigma I_{rd} - g \frac{MV_s}{L_s} \right) \right) \\ \dot{S}(I_{rq}) &= -v_1 \text{sign}(s(I_{rq})) \end{aligned} \quad (III.23)$$

$$\left( -\frac{L_s}{MV_s} \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} \left( -R_r I_{rq} - g w_s L_r \sigma I_{rd} - g \frac{MV_s}{L_s} \right) \right) = -v_1 \text{sign}(s(I_{rq}))$$

$$V_{rq} = -\frac{L_s L_r \sigma}{MV_s} \dot{P}_s^{ref} - \left( -R_r I_{rq} - g w_s L_r \sigma I_{rd} - g \frac{MV_s}{L_s} \right) + L_r \sigma v_1 \text{sign}(s(I_{rq}))$$

$$V_{rq} = -\frac{L_s L_r \sigma}{MV_s} \dot{P}_s^{ref} + R_r I_{rq} + g w_s L_r \sigma I_{rd} + g \frac{MV_s}{L_s} + L_r \sigma v_1 \text{sign}(s(I_{rq}))$$

$$\begin{cases} V_{rd}^{eq} = -\frac{L_s L_r \sigma}{M V_s} \dot{P}_s^{ref} + R_r I_{rq} + g w_s L_r \sigma I_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \\ V_{rq}^n = L_r \sigma v_1 \text{sign}(s(I_{rq})) \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

• **Contrôle du courant rotorique directe  $I_{rd}$ :**

De la même manière que précédemment, pour contrôler indirectement la puissance réactive on prend  $r = 1$ .

L'expression de la surface de glissement devient :

$$S(I_{rd}) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (\text{III.25})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{S}(I_{rd}) = (\dot{I}_{rd}^{ref} - \dot{I}_{rd}) \quad (\text{III.26})$$

En remplaçant les dérivées des courants et des courants de références  $\dot{I}_{rd}^{ref}$  et  $\dot{I}_{rd}$  par leurs expressions données par les équations (III.14) et (III.15), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{S}(I_{rd}) &= \left( \left( -\frac{L_s}{M V_s} \dot{Q}_s^{ref} + \frac{V_s^2}{w_s L_s} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} (V_{rd} - R_r I_{rd} + g w_s L_r \sigma I_{rq}) \right) \\ \dot{S}(I_{rd}) &= \left( \left( -\frac{L_s}{M V_s} \dot{Q}_s^{ref} + \frac{V_s^2}{w_s L_s} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r I_{rd} + g w_s L_r \sigma I_{rq}) \right) \\ \dot{S}(I_{rd}) &= -v_2 \text{sign}(s(I_{rd})) \end{aligned} \quad (\text{II.27})$$

$$\begin{aligned} \left( -\frac{L_s}{M V_s} \dot{Q}_s^{ref} + \frac{V_s^2}{w_s L_s} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r I_{rd} + g w_s L_r \sigma I_{rq}) &= -v_2 \text{sign}(s(I_{rd})) \\ V_{rd} &= L_r \sigma \left( -\frac{L_s}{M V_s} \dot{Q}_s^{ref} + \frac{V_s^2}{w_s L_s} \right) - (-R_r I_{rd} + g w_s L_r \sigma I_{rq}) + L_r \sigma v_2 \text{sign}(s(I_{rd})) \\ V_{rd} &= L_r \sigma \left( -\frac{L_s}{M V_s} \dot{Q}_s^{ref} + \frac{V_s^2}{w_s L_s} \right) + R_r I_{rd} + g w_s L_r \sigma I_{rq} + L_r \sigma v_2 \text{sign}(s(I_{rd})) \\ \begin{cases} V_{rd}^{eq} = L_r \sigma \left( -\frac{L_s}{M V_s} \dot{Q}_s^{ref} + \frac{V_s^2}{w_s L_s} \right) + R_r I_{rd} + g w_s L_r \sigma I_{rq} \\ V_{rq}^n = L_r \sigma v_2 \text{sign}(s(I_{rd})) \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{III.28})$$

Les équations (III.24), (III.28) permettent d'établir un schéma bloc de commande indirecte par mode glissant applicable à une génératrice asynchrone double alimentation sans et avec convertisseur, les figures (III.13) (III.14)

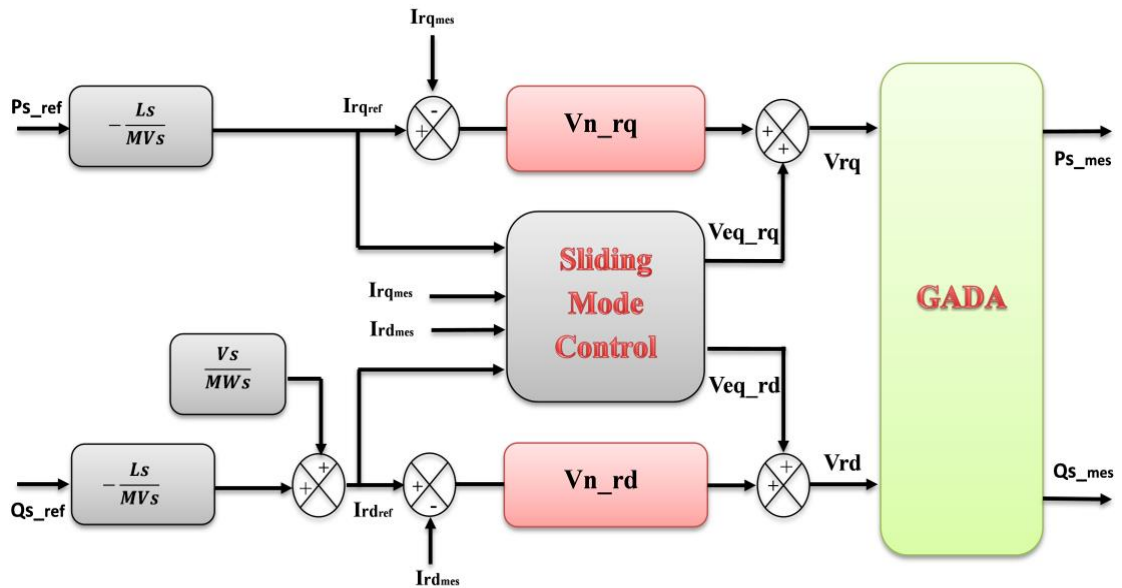


Figure III.13: Schéma bloc de la structure de commande indirecte par mode glissant appliquée au GADA sans convertisseur.

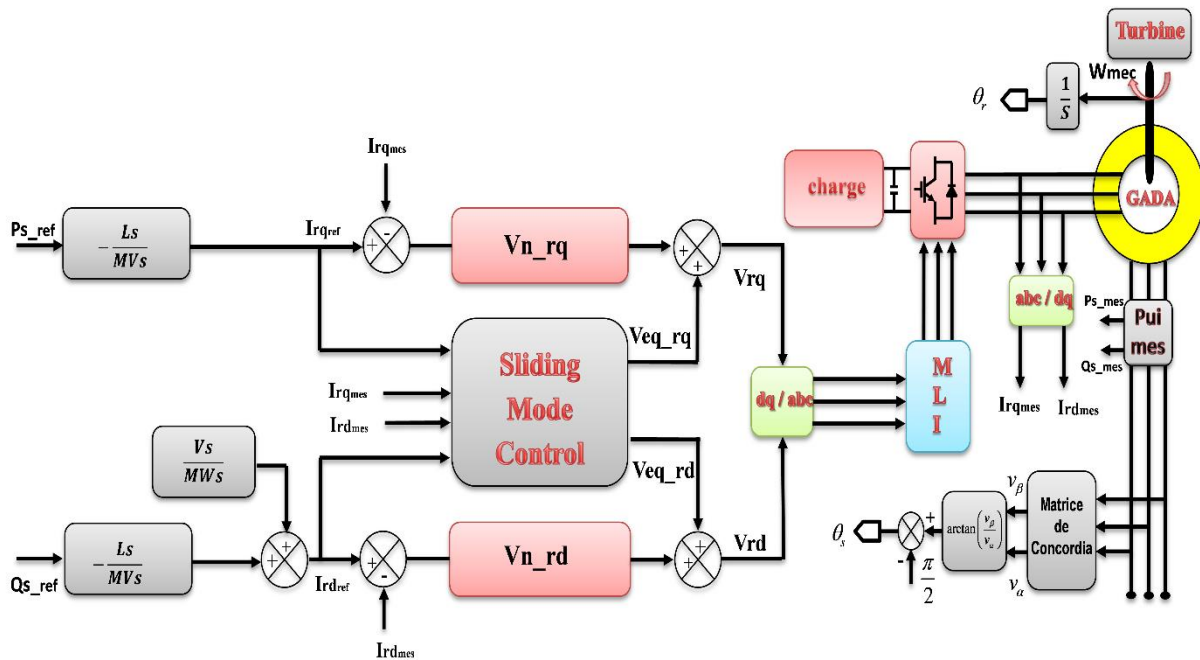


Figure III.14: Schéma bloc de la structure de commande indirecte par mode glissant appliquée au GADA avec convertisseur.

### III.8.3 Commande Directe par Mode Glissant du GADA :

- Choix des surfaces de glissements

Les expressions de la surface de contrôle des puissances active et réactive sont :

$$S(P_s) = (P_s^{ref} - P_s) \tag{III.29}$$

$$S(Q_s) = (Q_s^{ref} - Q_s) \tag{III.30}$$

- Conditions de convergence

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence, il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} S(P_s) = 0 \\ S(Q_s) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(P_s^{ref} - P_s) = 0 \\ \frac{d}{dt}(Q_s^{ref} - Q_s) = 0 \end{cases} \quad (III.31)$$

- **Loi de commande par mode glissant**

L'algorithme de commande est défini par les relations :

$$V_{rq} = V_{rq}^{eq} + V_{rq}^n \quad (III.32)$$

$$V_{rd} = V_{rd}^{eq} + V_{rd}^n \quad (III.33)$$

Avec :

$V_{rq}, V_{rd}$  : Les tensions de commandes ;

$V_{rq}^{eq}, V_{rd}^{eq}$  : Les tensions de commandes équivalentes ;

$V_{rq}^n, V_{rd}^n$  : Les tensions de commandes de commutations.

- **Contrôle de la puissance active statorique  $P_s$  :**

Pour contrôler la puissance active on prend le degré relatif ( $r=1$ ), l'expression de la surface de contrôle directe de la puissance active à la forme suivante :

$$S(P_s) = (P_s^{ref} - P_s) \quad (III.34)$$

Sa dérivée :

$$\dot{S}(P_s) = (\dot{P}_s^{ref} - \dot{P}_s) \quad (III.35)$$

En substituant l'expression de  $\dot{P}_s$  dans l'équation (III.35), on trouve :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^{ref} - \left( -V_s \frac{M}{L_s} \dot{I}_{rq} \right) \quad (III.36)$$

En substituant l'expression de  $\dot{I}_{rq}$  de l'équation (III.15) dans l'équation (III.36), on trouve :

$$\begin{aligned} \dot{S}(P_s) &= \dot{P}_s^{ref} + V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} (V_{rq} - R_r I_{rq}) & \dot{S}(P_s) &= \dot{P}_s^{ref} + V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{rq} - V_s \frac{MR_r}{L_s L_r \sigma} I_{rq} \\ \dot{S}(P_s) &= \dot{P}_s^{ref} + V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{rq} - V_s \frac{MR_r}{L_s L_r \sigma} I_{rq} \\ \dot{S}(P) &= -K_1 \text{sign}(s(P_s)) \end{aligned} \quad (III.37)$$

$$\dot{P}_s^{ref} + V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{rq} - V_s \frac{MR_r}{L_s L_r \sigma} I_{rq} = -K_1 \text{sign}(s(P_s))$$

$$V_{rq} = \frac{-L_s L_r \sigma}{V_s M} \left( \dot{P}_s^{ref} - V_s \frac{MR_r}{L_s L_r \sigma} I_{rq} + K_1 \text{sign}(s(P_s)) \right)$$

$$\begin{cases} V_{rq}^{eq} = \frac{-L_s L_r \sigma}{V_s M} \dot{P}_s^{ref} + R_r I_{rq} \\ V_{rq}^n = K_1 \text{sign}(s(P_s)) \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

• **Contrôle de la puissance réactive statorique  $Q_s$  :**

Prenant la même surface que celle de la puissance active :

- La surface de la puissance réactive statorique peut être définie à partir de l'équation comme suit :

$$S(Q_s) = (Q_s^{ref} - Q_s) \quad (\text{III.39})$$

Sa dérivée :

$$\dot{S}(Q_s) = (\dot{Q}_s^{ref} - \dot{Q}_s) \quad (\text{III.40})$$

En substituant l'expression de  $\dot{Q}_s$  dans l'équation (III.40), on trouve :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_s^{ref} - \left( -\frac{V_s M}{L_s} \dot{I}_{rd} + \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} \right) \quad (\text{III.41})$$

En substituant l'expression de  $\dot{I}_{rd}$  de l'équation (III.15) dans l'équation (III.41), on trouve :

$$\begin{aligned} \dot{S}(Q_s) &= \dot{Q}_s^{ref} + V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} (V_{rd} - R_r I_{rd}) \\ \dot{S}(Q_s) &= \dot{Q}_s^{ref} + V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{rd} - V_s \frac{MR_r}{L_s L_r \sigma} I_{rd} \\ \dot{S}(Q_s) &= \dot{Q}_s^{ref} + V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{rd} - V_s \frac{MR_r}{L_s L_r \sigma} I_{rd} \\ \dot{S}(Q_s) &= -K_2 \text{sign}(s(Q_s)) \end{aligned} \quad (\text{III.42})$$

$$\dot{Q}_s^{ref} + V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{rd} - V_s \frac{MR_r}{L_s L_r \sigma} I_{rd} = -K_2 \text{sign}(s(Q_s))$$

$$V_{rd} = \frac{-L_s L_r \sigma}{V_s M} \left( \dot{Q}_s^{ref} - V_s \frac{MR_r}{L_s L_r \sigma} I_{rd} + K_2 \text{sign}(s(Q_s)) \right)$$

$$\begin{cases} V_{rd}^{eq} = \frac{-L_s L_r \sigma}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} + R_r I_{rd} \\ V_{rd}^n = K_2 \text{sign}(s(Q_s)) \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

Les équations (III.38), (III.43) permettent d'établir un schéma bloc de commande directe par mode glissant appliquer à une génératrice asynchrone double alimentation avec convertisseur, figure (III.15).

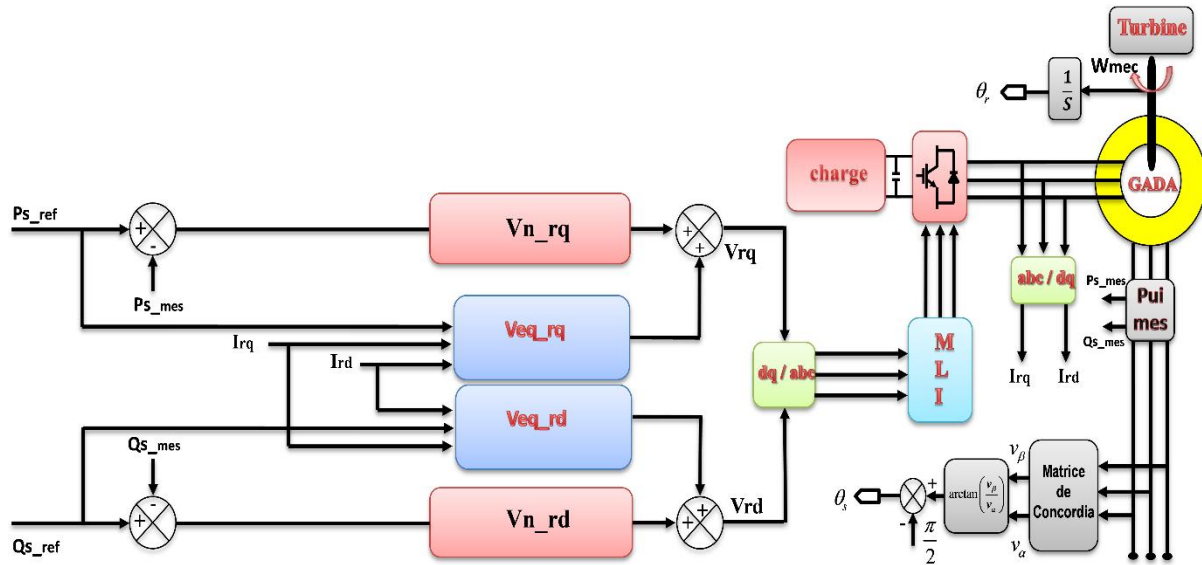


Figure III.15: Schéma bloc de la structure de commande directe par mode glissant appliquée au GADA avec convertisseur.

### III.8.4 Résultats de simulation

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande par mode glissant des puissances actives et réactives statorique appliquée à la GADA dans les trois cas.

- Machine entraînée à une vitesse fixe 1440 tr/min ;
- Entre les instants  $t = 1\text{ s}$  et  $t = 3\text{ s}$  : échelon négatif pour la puissance active ( $P_{sref}$  passe de 0 à -3000 W) ;
- Entre les instants  $t = 2\text{ s}$  et  $t = 4\text{ s}$  : échelon positif pour la puissance réactive ( $Q_{sref}$  passe de 0 à 1000 VAR).

#### III.8.4.1 Résultats de simulation de la commande indirecte par mode glissant sans convertisseur

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande indirecte par mode glissant des puissances actives et réactives statorique appliquée à la GADA sans convertisseur.

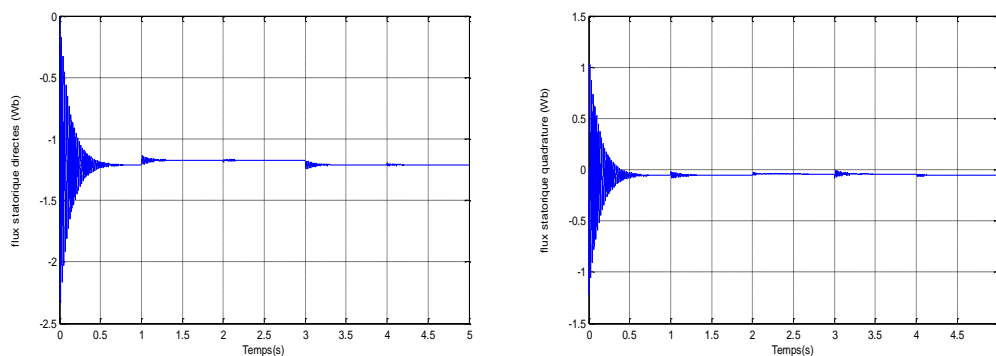


Figure III.16: Les composantes du flux statorique.

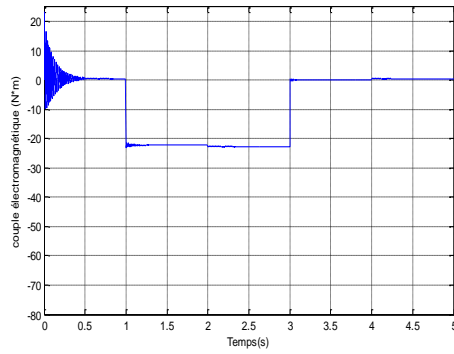


Figure III.17: Le couple électromagnétique.

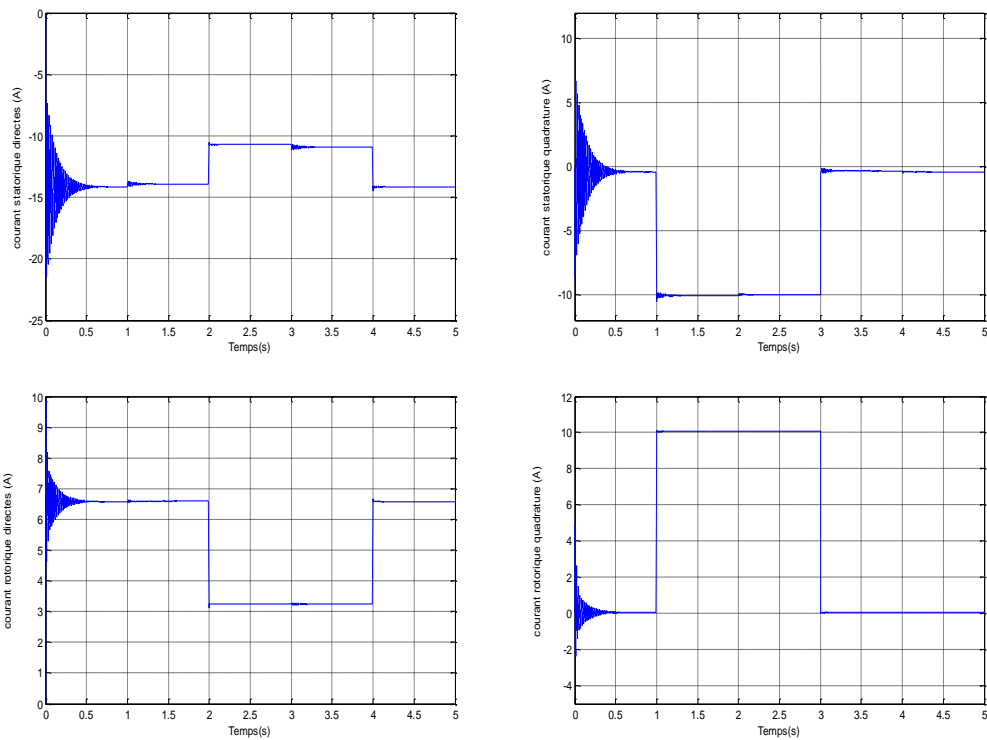


Figure III.18: Les composantes du courant statoriques et rotoriques repère(dq).

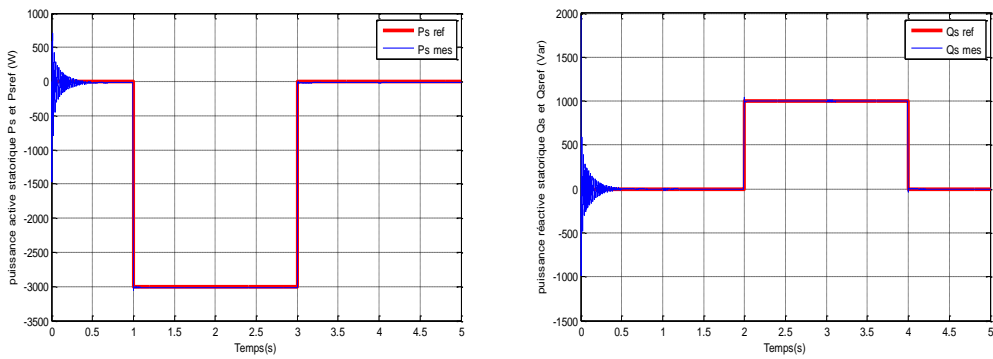


Figure III.19: La puissance active et réactive statorique.

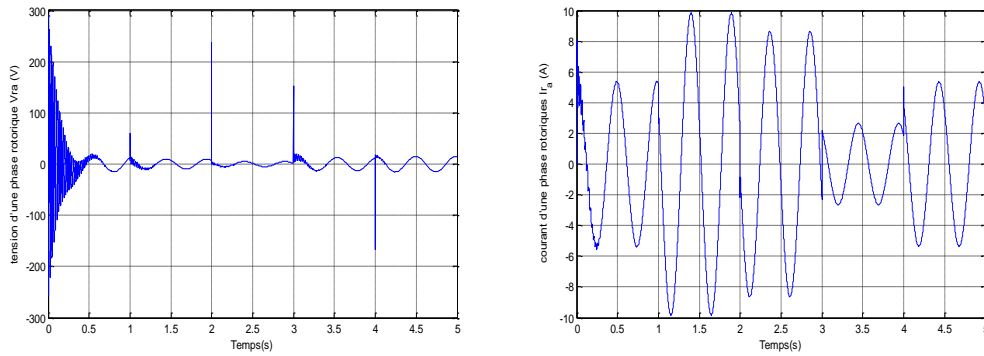


Figure III.20: Tension et courant d'une phase rotorique.

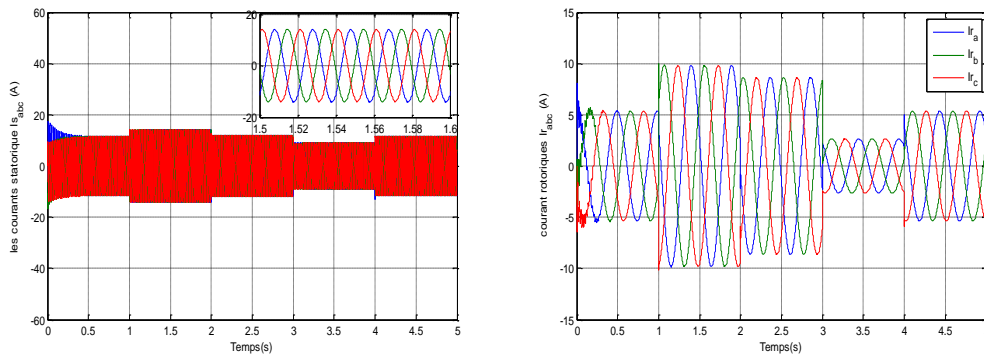


Figure III.21: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (abc).

### III.8.4.2 Résultats de Simulation de la commande indirecte par mode glissant avec convertisseur

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande indirecte par mode glissant des puissances actives et réactives statorique appliquée à la GADA avec convertisseur.

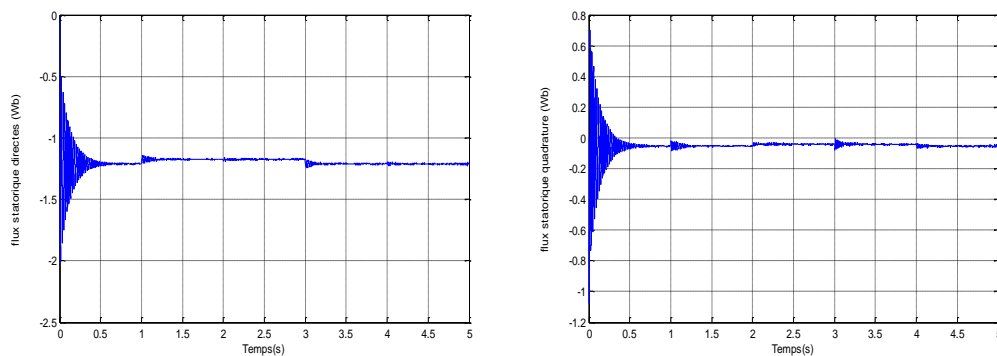


Figure III.22: Les composantes du flux statorique.

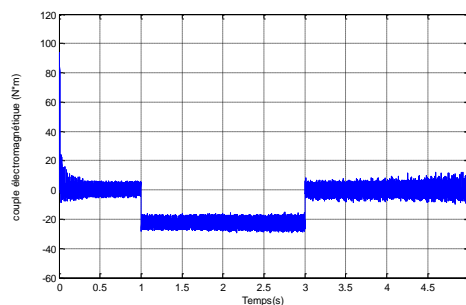


Figure III.23: Le couple électromagnétique.

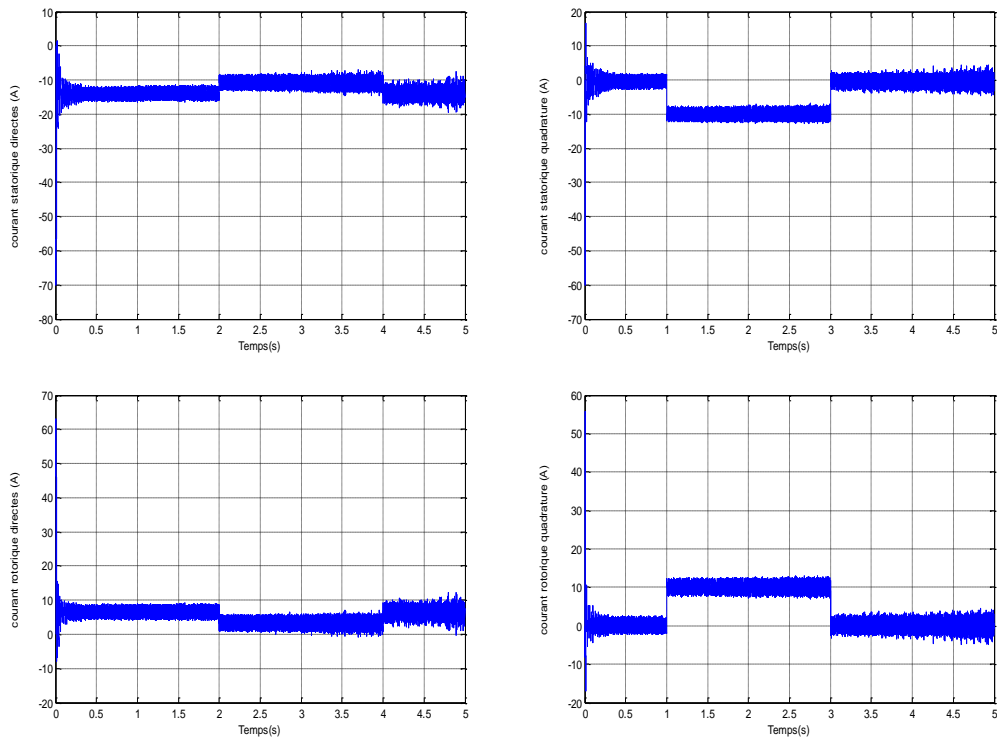


Figure III.24: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère(dq).

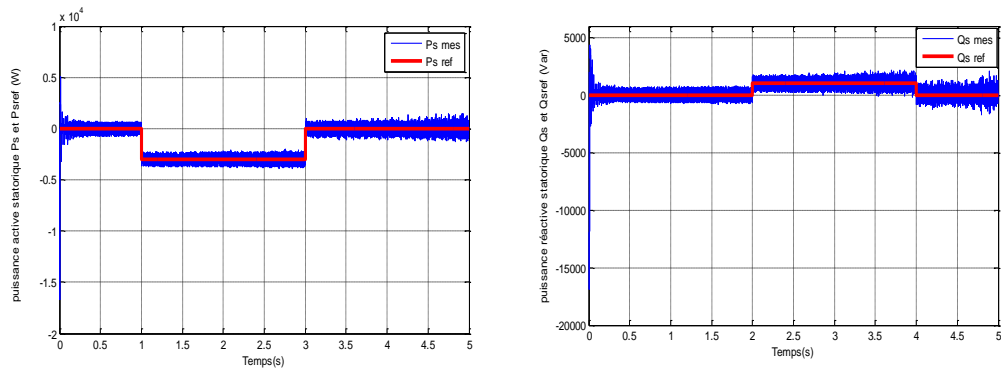


Figure III.25: La puissance active et réactive statorique.

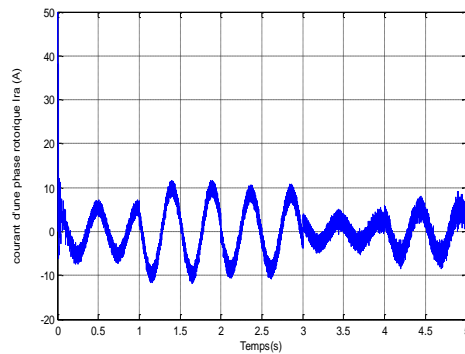


Figure III.26: Courant d'une phase rotorique.

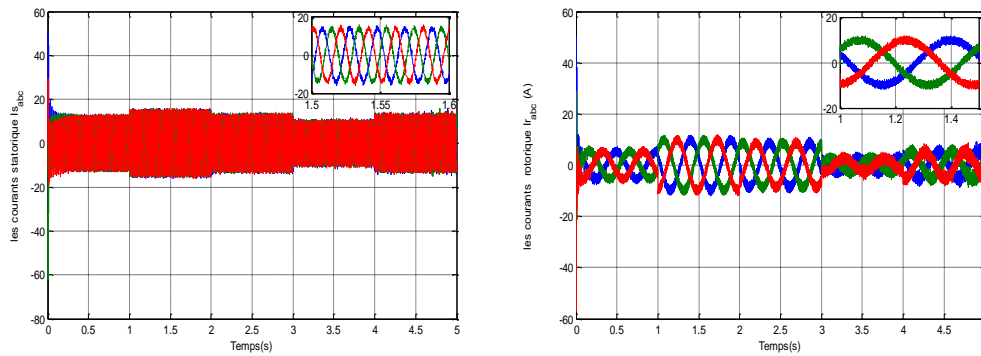


Figure III.27: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (abc).

### III.8.4.3 Résultats de simulation de la Commande directe par mode glissant avec convertisseur

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande directe par mode glissant des puissances actives et réactives statorique appliquée à la GADA avec convertisseur.

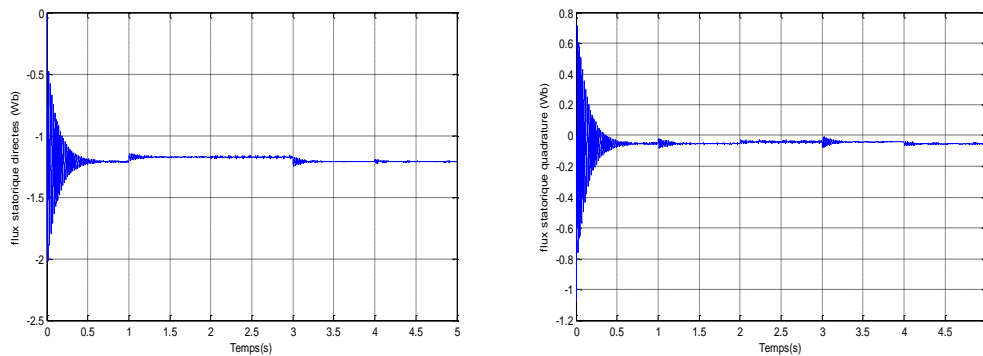


Figure III.28: Les composantes du flux statorique.

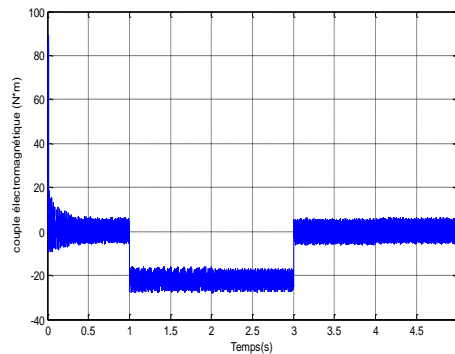
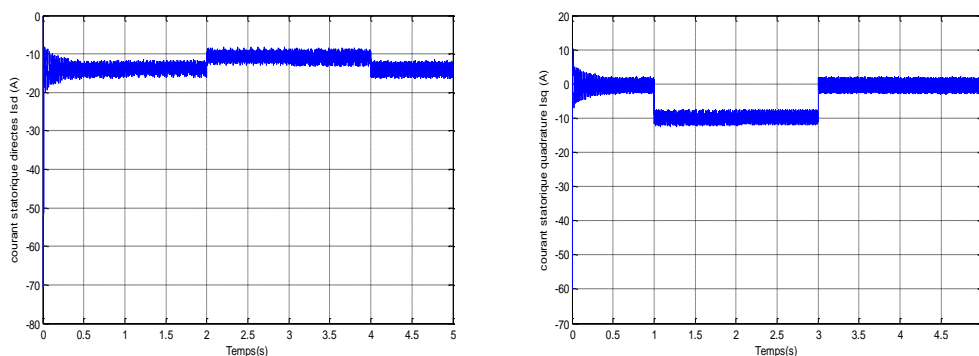


Figure III.29: le couple électromagnétique.



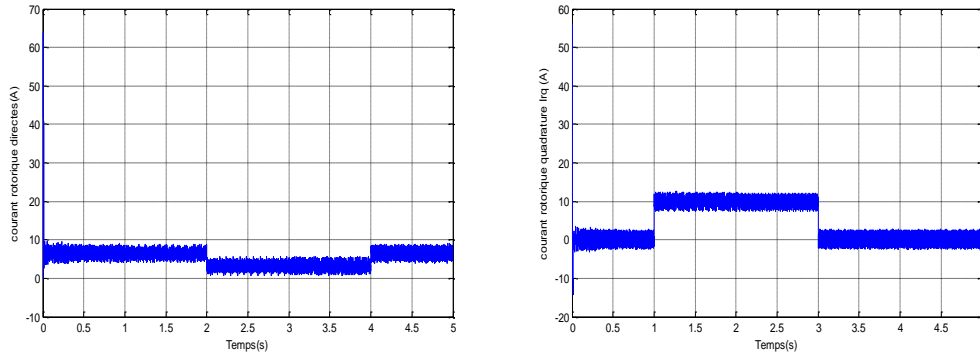


Figure III.30: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (dq).

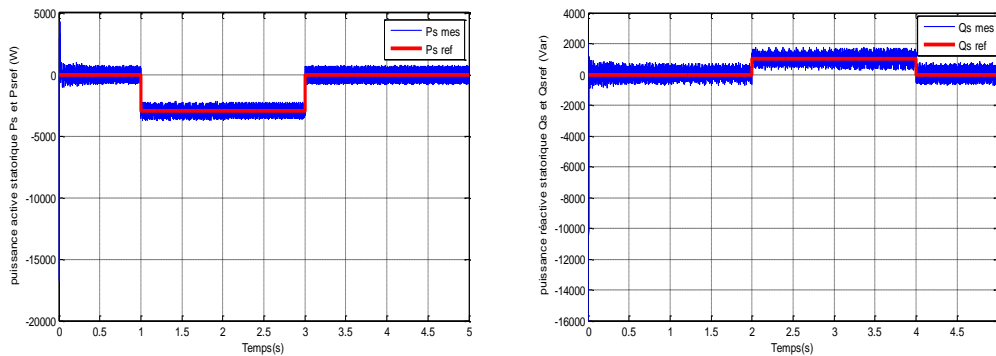


Figure III.31: La puissance active et réactive statorique.

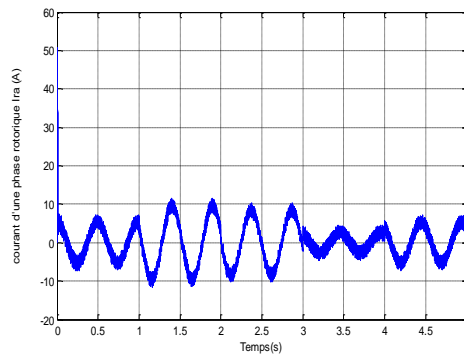


Figure III.32: Courant d'une phase rotorique.

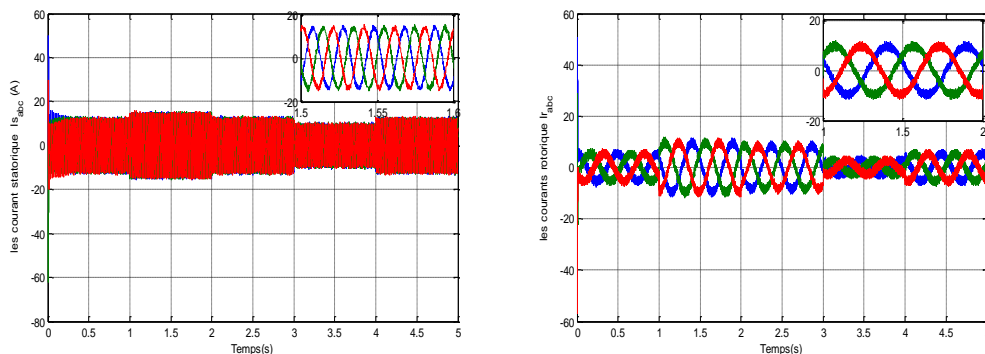


Figure III.33: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (abc).

### III.8.5 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation obtenus lors de l'application de la commande de mode glissant sur la machine asynchrone à double alimentation qu'il soit entraîné à vitesse fixe,

avec ou sans convertisseurs, montrent une bonne poursuite des puissances générées aux valeurs de références correspondantes. Aussi, nous avons constaté que les erreurs de poursuite sont relativement faibles et le découplage entre les puissances active et réactive est toujours maintenu.

Ces résultats montrent les performances de régulation pour la commande par mode de glissement, d'après ces résultats on constate que la commande par mode glissant à une bonne régulation tel que précision et stabilité au niveau des puissances statoriques ainsi au niveau des courants rotoriques. La réponse des puissances statoriques montre les meilleures performances. La composante quadrature du courant rotorique atteint sa référence rapidement sans dépassement et même du composant direct du courant rotorique. Nous avons trouvé le flux statorique suit sa référence suivant l'axe d avec une composante quadrature presque nulle ce qui signifie que le découplage de la machine est réalisé avec succès ce qui montre bien la robustesse de la commande par mode glissant statorique de la machine.

On constate que les résultats par la commande directe avec convertisseur c'est la meilleure comparativement à les autres.

Il est à noter que le réglage des puissances de la machine par mode glissant présente des hautes performances avec un temps de réponse rapide et une grande robustesse sauf la présence du chattering.

### **III.9 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons étudié la technique de commande par mode glissant pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par la GADA couplé au réseau ont été établies. Cette commande met en évidence le fait d'agir sur les tensions rotoriques afin d'obtenir des puissances générées aux bornes du stator de la GADA désirées.

En premier lieu, nous avons présenté l'aspect théorique de la commande par mode glissant à savoir : sa définition, son principe de commande, et sa conception (choix de la surface de commutation et la loi de commande). Par la suite, on a présenté l'approche au moyen de laquelle on peut réduire le phénomène de chattering qui résulte de la loi de commande. L'application de cette commande à flux orienté sur le système a permis de régler indépendamment les puissances produites par la GADA.

En deuxième lieu, Les résultats de simulation obtenus lors de l'application de la commande précédente sur le système qu'il soit entraîné avec une vitesse fixe, avec ou sans convertisseur montrent l'efficacité de cette commande implémentée.

Les résultats de simulation montrent que la commande par les modes de glissement est une commande robuste vis-à-vis des variations paramétriques, malheureusement elle oscille très fortement l'organe de commande avec une haute fréquence (phénomène de broutements ou chattering) qui risque d'endommager ce dernier, [64].

C'est pour cela, on sera introduite dans le chapitre suivant une autre technique c'est la commande par mode glissant-floue

---

# *Chapitre IV*

*Commande par mode glissant-floue des  
puissances active et réactive*

---

## Chapitre IV

### Commande par mode glissant-floue des puissances actives et réactives

#### IV.1 Introduction

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Chaque technique étant la meilleure pour une classe particulière de la commande pour une application donnée, dépendant de la forme des équations d'état du système et selon le but envisagé [65].

Nous introduirons dans un premier temps un rappel théorique sur la logique floue, puis nous présenterons une nouvelle technique sur la machine asynchrone à double alimentation. Cette dernière " la commande floue en mode glissant" combine les avantages de deux techniques. La commande par logique floue est introduite ici afin d'améliorer les performances dynamiques du système et permet de réduire les vibrations résiduelles en hautes fréquences.

Ensuite, nous terminons par une application de cette technique sur la machine asynchrone à double alimentation puis nous donnerons les résultats de simulation obtenus qui confirme la validation de la commande.

Finalement, on fait une étude comparative entre les différentes lois de commandes proposées (la commande vectorielle, la commande par mode glissant et la commande par mode glissant floue).

#### IV.2 Notions fondamentales de la logique floue

Dans cette partie, nous présentons les notions de base de la logique floue. Nous aborderons uniquement les points les plus importants pour la compréhension d'un raisonnement flou à savoir :

La logique floue offre un moyen simple d'arriver à une conclusion définitive basée sur des données d'entrée floues, ambiguës, imprécises, bruitées [66], [67].

Le contrôleur flou comprend quatre parties : fuzzification, base de règles floues, le moteur d'inférence et défuzzification, [67] :

- Une interface de fuzzification modifie les données d'entrée en valeurs linguistiques appropriées.
- Une base de règles comprenant une base de données ainsi que les définitions linguistiques essentielles et l'ensemble de règles de contrôle.
- Un moteur d'inférence c'est la logique de prise de décision qui collecte l'action de contrôle floue à partir des informations des règles de contrôle et des descriptions de variables linguistiques.
- Une interface défuzzification qui abandonne une action de contrôle non floue à partir d'une action de contrôle floue induite.

La structure de base d'un FLC (Fuzzy Logic Control) est représentée à la figure (IV.1) :

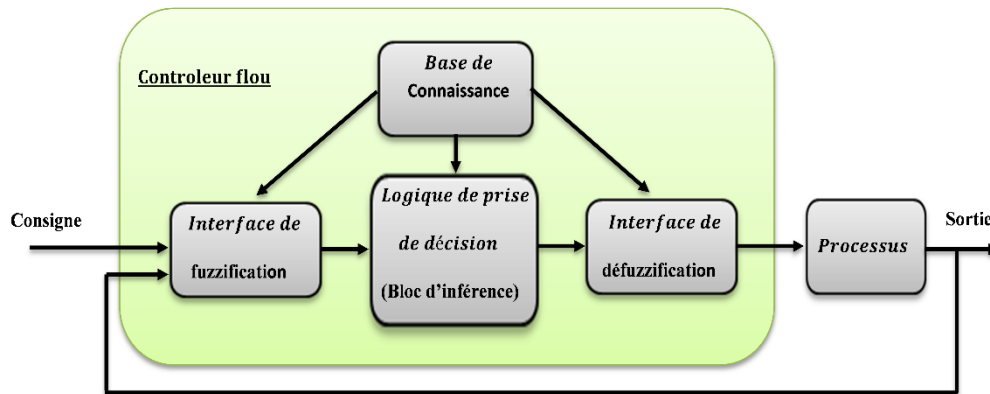


Figure IV.1: Structure de base du contrôleur flou.

En considérant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, on en déduit la table du contrôle flou de base qui correspond à la table de règle (Tableau IV.1) [68],[69] :

La commande		Erreur						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
	NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
	PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
	PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau IV.1: Tableau des règles de décision pour le contrôleur flou des puissances.

Sur la diagonale de la matrice d'inférence, on attribue à la variation de la commande l'ensemble EZ. Par conséquent, le système à régler se trouve dans un état transitoire qui ne nécessite pas d'intervention importante pour atteindre le régime stationnaire.

Les contrôleurs flous utilisent des algorithmes se basant sur la théorie de Mamdani. Il existe deux signaux d'entrée au régulateur flou, l'erreur et le changement de celle-ci. Pour obtenir la sortie du régulateur, la défuzzification utilisée est basée sur la méthode du centre de gravité et l'appartenance triangulaire avec chevauchement est utilisée pour les entrées et pour la sortie de chaque régulateur G1, G2 et G3 sont les facteurs de gain [70].

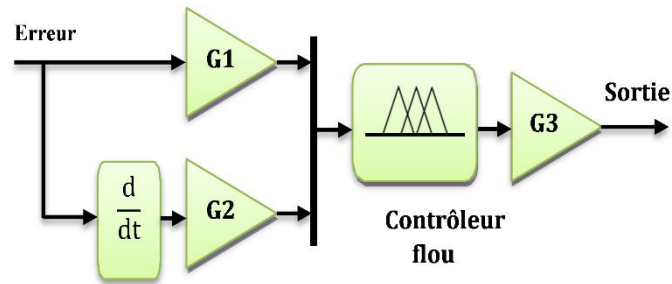


Figure IV.2: Structure du contrôleur flou.

D'après le schéma ci-dessus, le système de régulation flou se compose essentiellement du contrôleur flou et du processus à contrôler. Le contrôleur flou comprend :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps ( $\Delta e$ ) ;
- Les facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à celle de la commande ;
- Un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation ;
- Les règles de contrôle flou ;
- Un bloc de défuzzification de la variation de la commande ;
- Un bloc intégrateur.

La figure (IV.3) représente les fonctions d'appartenance utilisées par ce contrôleur.

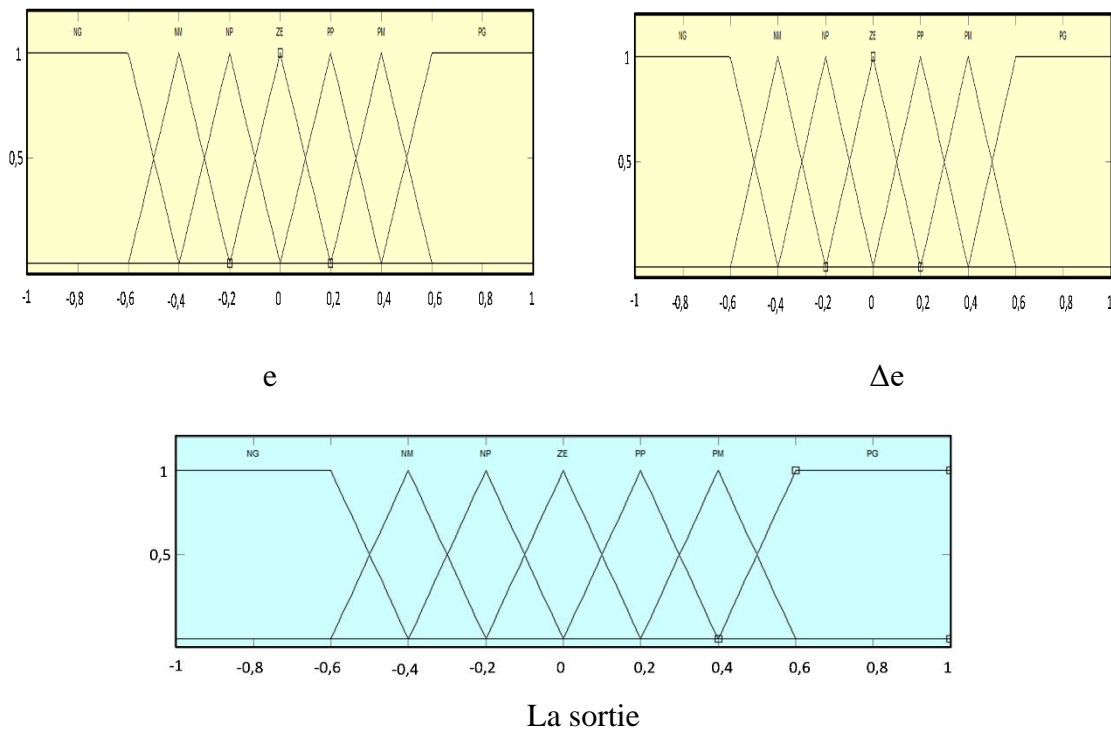


Figure IV.3: Fonctions d'appartenance utilisées par le contrôleur flou.

### IV.3 La commande mode glissant-floue

Objectif de la commande par mode glissant-floue est l'intégration de la commande floue avec la commande par mode glissant permet, d'une part, d'exploiter la robustesse de la commande à structure variable et, d'autre part, d'utiliser le critère de stabilité de Lyapunov pour analyser la stabilité du système.

Les figures (IV.4), (IV.5) montrent les schémas des configurations de la commande mode glissant-floue de la GADA sans et avec convertisseur, dans lequel le contrôle indépendant des puissances active  $P_s$  et réactive  $Q_s$  du stator est obtenue au moyen d'une régulation du courant du rotor. Cette commande consiste à réguler indépendamment la puissance active du stator  $P_s$  et  $Q_s$ . Les contrôleurs à logique floue sont utilisés pour générer les signaux de référence directs et indirects.

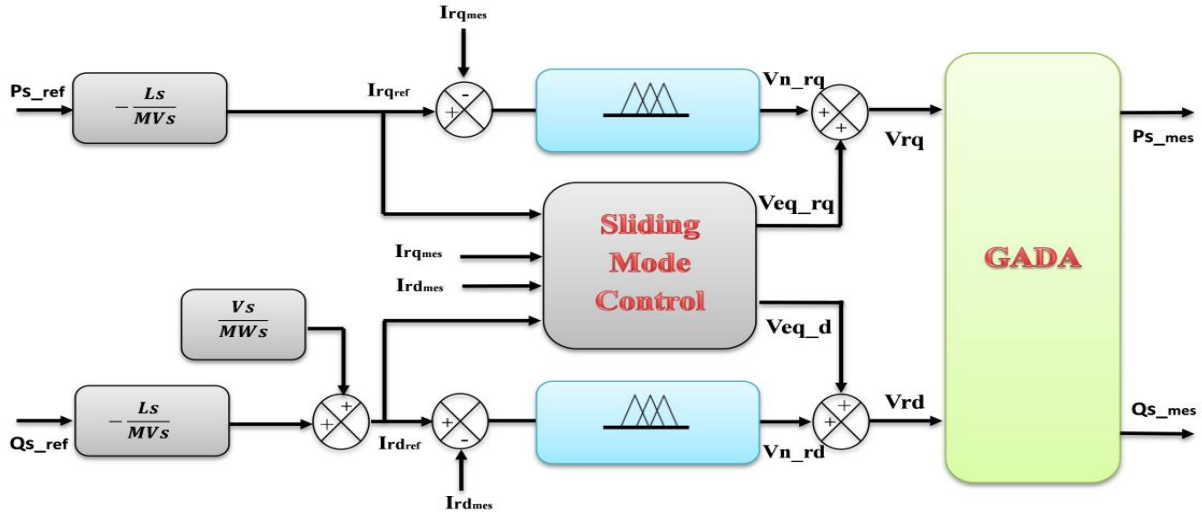


Figure IV.4: Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant-floue appliquée au GADA sans convertisseur.

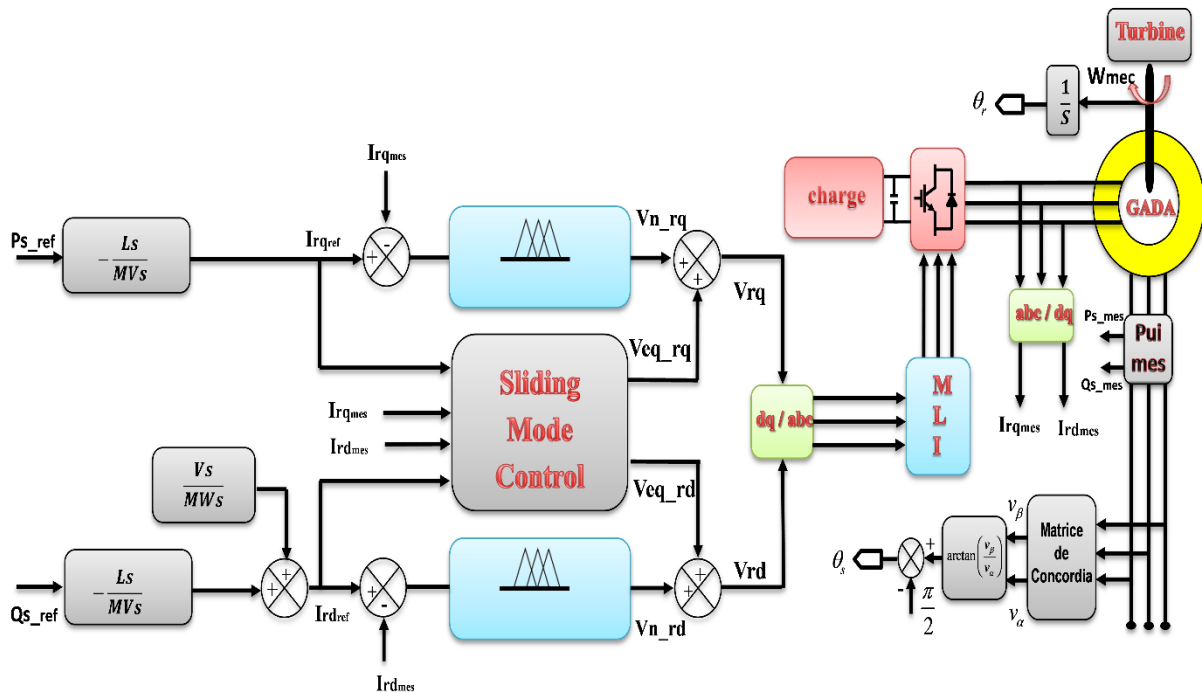


Figure IV.5: Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant-floue appliquée au GADA avec convertisseur.

## IV.4 Résultats de simulation

- Machine entraînée à une vitesse fixe 1440 tr/min ;
- Entre les instants  $t = 1$  s et  $t = 3$  s : échelon négatif pour la puissance active ( $P_{\text{sref}}$  passe de 0 à -3000 W) ;
- Entre les instants  $t = 2$  s et  $t = 4$  s : échelon positif pour la puissance réactive ( $Q_{\text{sref}}$  passe de 0 à 1000 VAR).

### IV.4.1 Résultats de simulation de la commande mode glissant-floue sans convertisseur

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande par mode glissant-floue des puissances actives et réactives statorique appliquée à la GADA sans convertisseur.

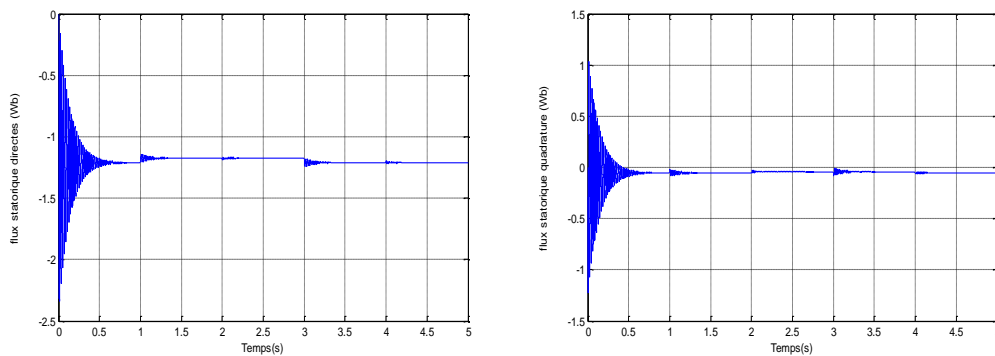


Figure IV.6: Les composantes du flux statorique

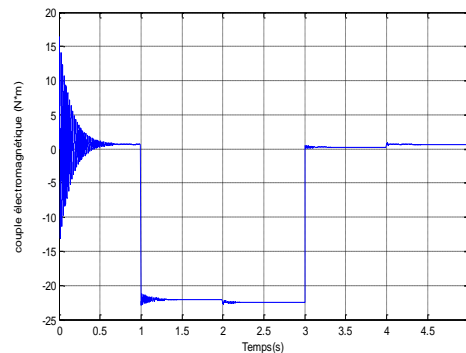
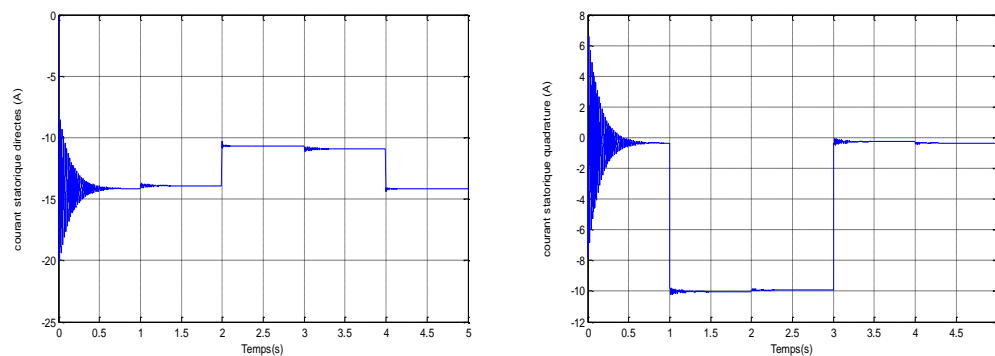


Figure IV.7: Le couple électromagnétique



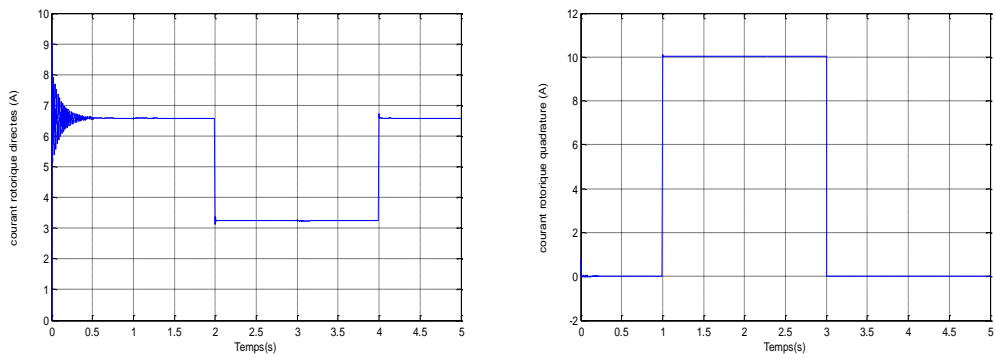


Figure IV.8: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (dq).

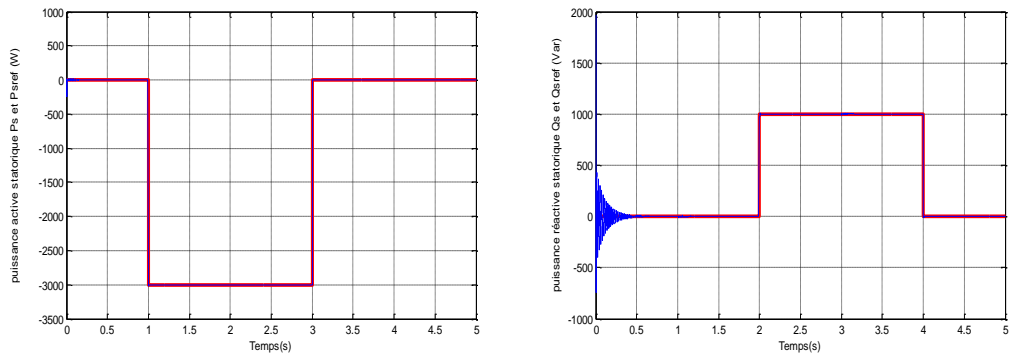


Figure IV.9: La puissance active et réactive statorique.

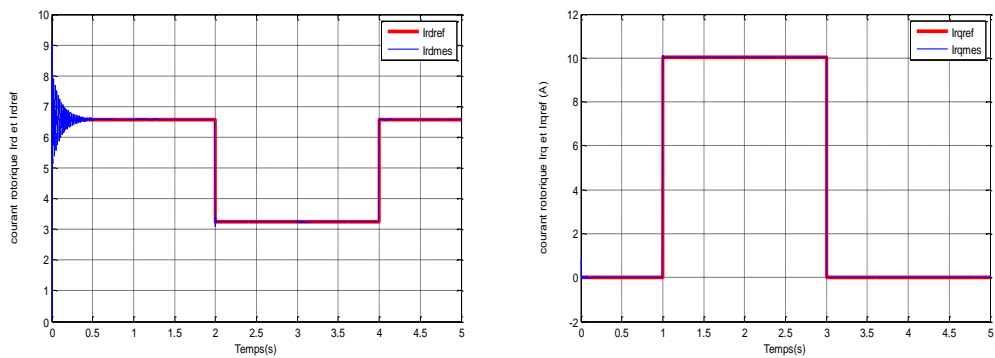


Figure IV.10: Les courants rotorique et sa référence

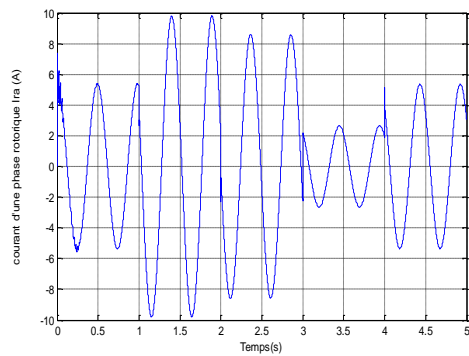


Figure IV.11: Courant d'une phase rotorique.

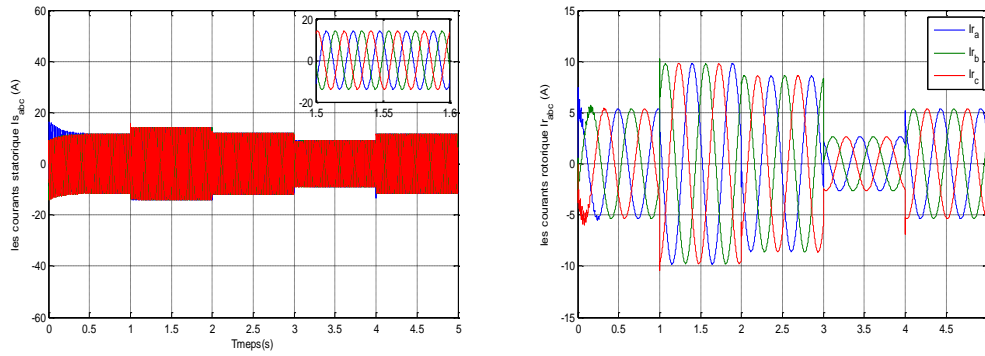


Figure IV.12: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (abc).

### IV.4.2 Résultats de simulation de la commande mode glissant-floue avec convertisseur

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande par mode glissant-floue des puissances actives et réactives statorique appliquée à la GADA avec convertisseur.

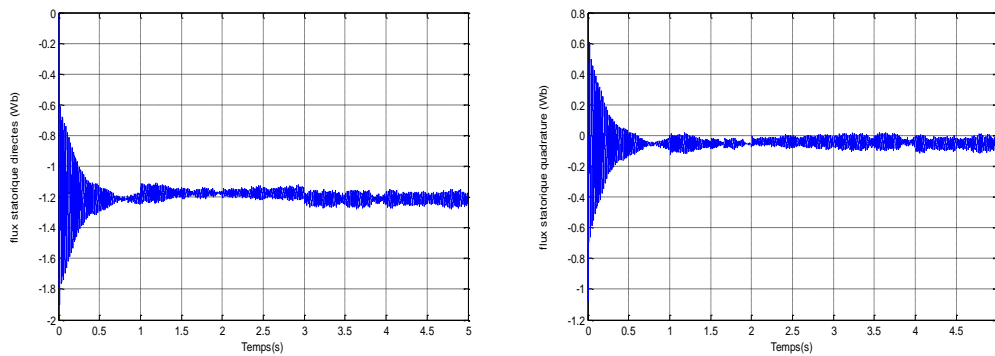


Figure IV.13: Les composantes du flux statorique

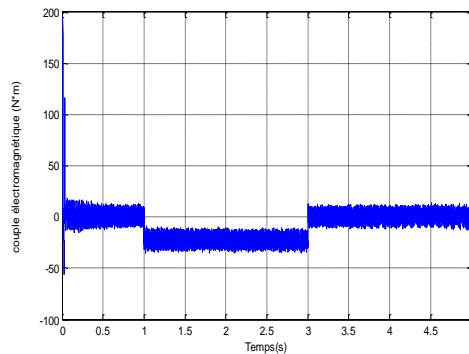


Figure IV.14: Le couple électromagnétique

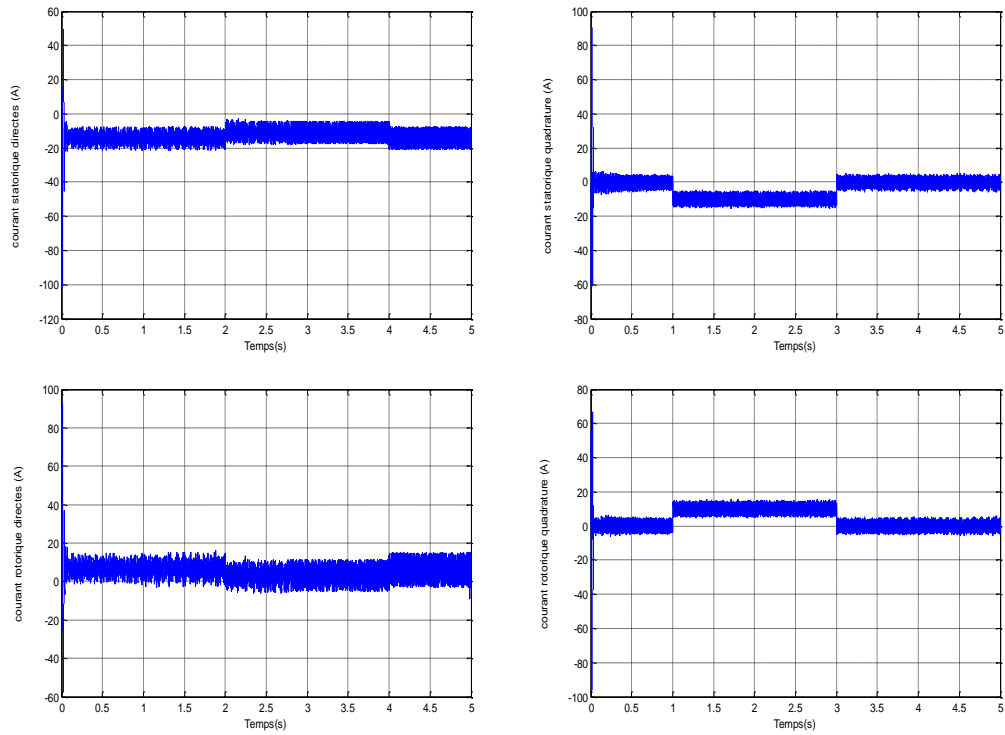


Figure IV.15: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère(dq).

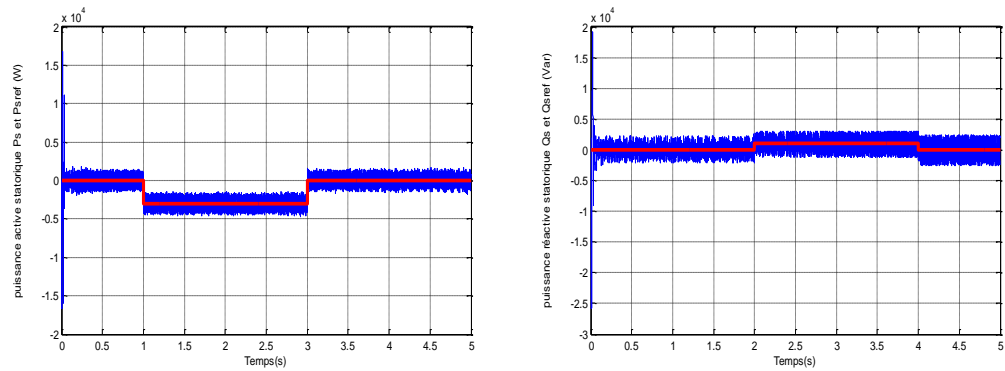


Figure IV.16: La puissance active et réactive statorique.

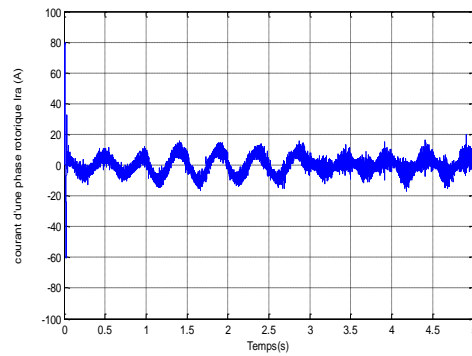


Figure IV.17: Courant d'une phase rotorique.

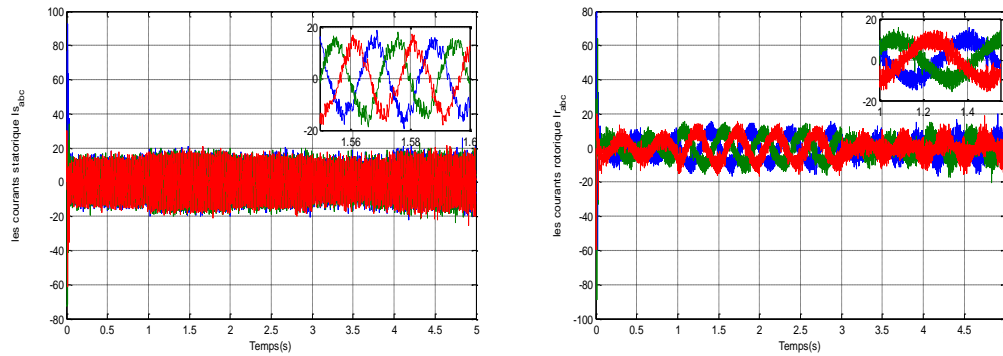


Figure IV.18: Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (abc).

## IV.5 Interprétation des résultats

Pour illustrer les performances de commande du Régulateur par Mode Glissant-floue appliqué à une GADA, un bloc diagramme du système est proposé dans les figures (IV.4), (IV.5). Il est simulé les réponses en puissances, générées à des consignes ; les figure ci-dessus montre la réponse avec le régulateur par mode glissant-floue. La consigne de la puissance active statorique est déterminée à partir de la référence qui donner, on remarque que Les puissances active et réactive poursuivent parfaitement les variables désirées. En commande par mode glissant-floue les réponses sont sans dépassement, rapide en régime transitoire et l'erreur statique tend vers zéro. Dans notre cas, le réglage des puissances active et réactive par mode glissant-floue apporte une amélioration remarquable par rapport aux des autres régulateurs.

Cette technique a permis d'obtenir un découplage parfait entres les deux composantes de la puissance statorique.

On constate que la commande par mode glissant-floue appliquée au GADA avec convertisseur c'est la meilleure régulation comparativement la commande sans convertisseur et a une meilleure de temps de réponse mais toujours pour les composantes du flux statorique sont sensible à l'instant de l'application des couples de charges (régime transitoire), et après se stabilisent. Alors on peut dire que les performances du réglage de puissance sont très satisfaisantes.

## IV.6 Etude comparative

Les résultats obtenus dans les chapitres deux et trois par simulation numérique de la génératrice asynchrone à double alimentation, nous permettent d'effectuer une comparaison entre la commande vectorielle (C.V), la commande par mode de glissement (C.M.G) et la commande par mode glissant-floue (F.C.M.S) pour la régulation de puissance active et réactive statorique de la machine asynchrone à double alimentation (GADA).

Les figures ci-dessous représentes respectivement les résultats de simulation d'obtenus pour la variation de la puissance active et réactive avec vitesse constant et l'alimentation de l'onduleur connectée au niveau du rotor est fournie par un convertisseur triphasé à MLI fonctionnant en redresseur. On aura donc, une cascade basée sur deux convertisseurs à deux niveaux.

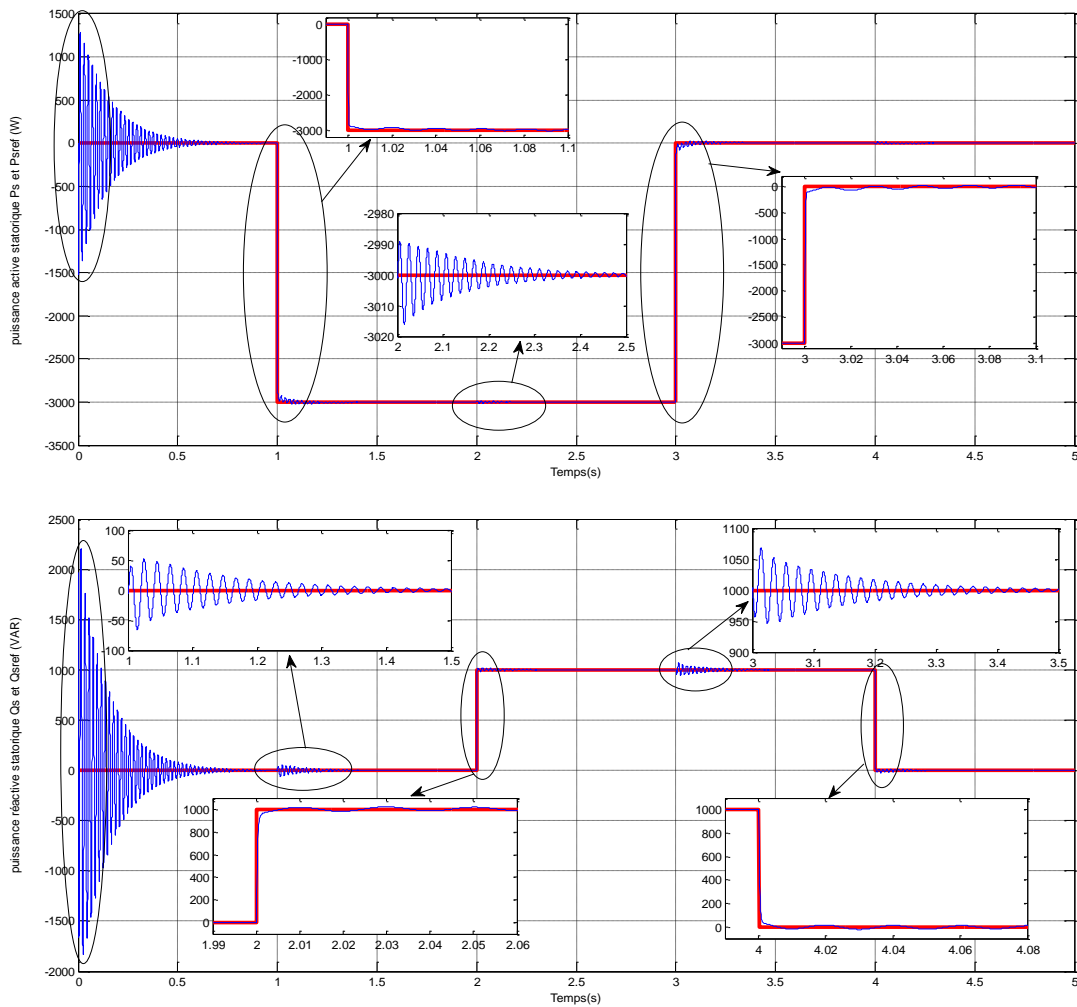
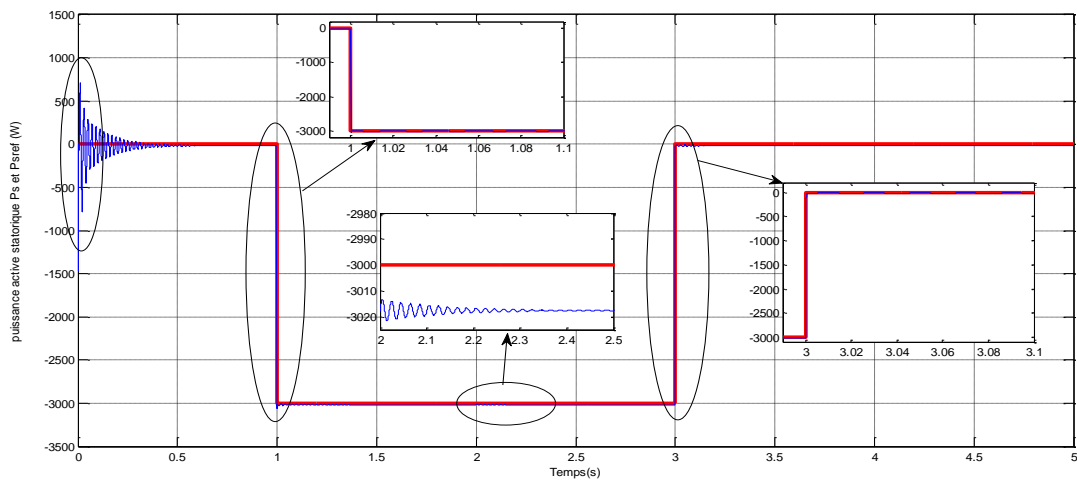


Figure IV.19: La puissance active et réactive statorique et sa référence de la commande vectorielle avec zoom.



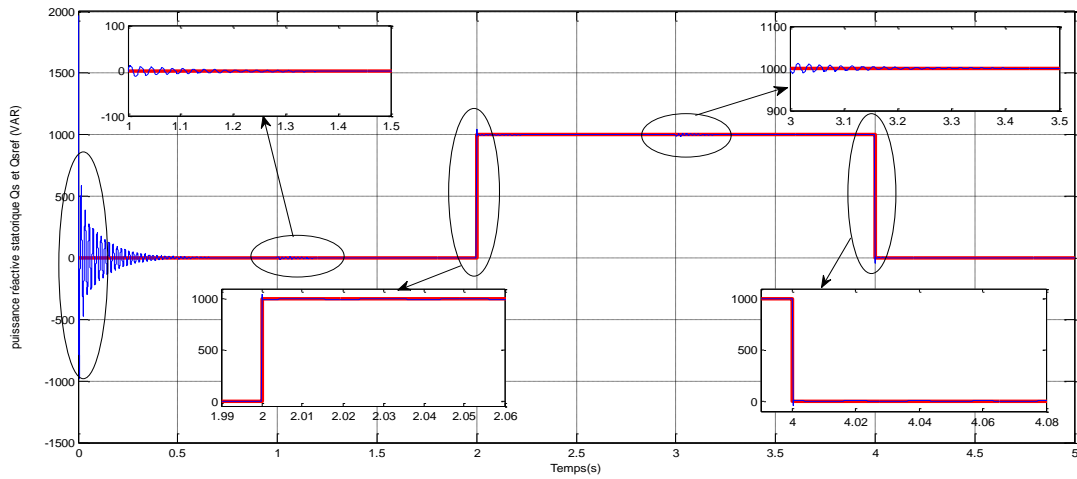


Figure IV.20: La puissance active et réactive statorique et sa référence de la commande par mode glissant avec zoom.

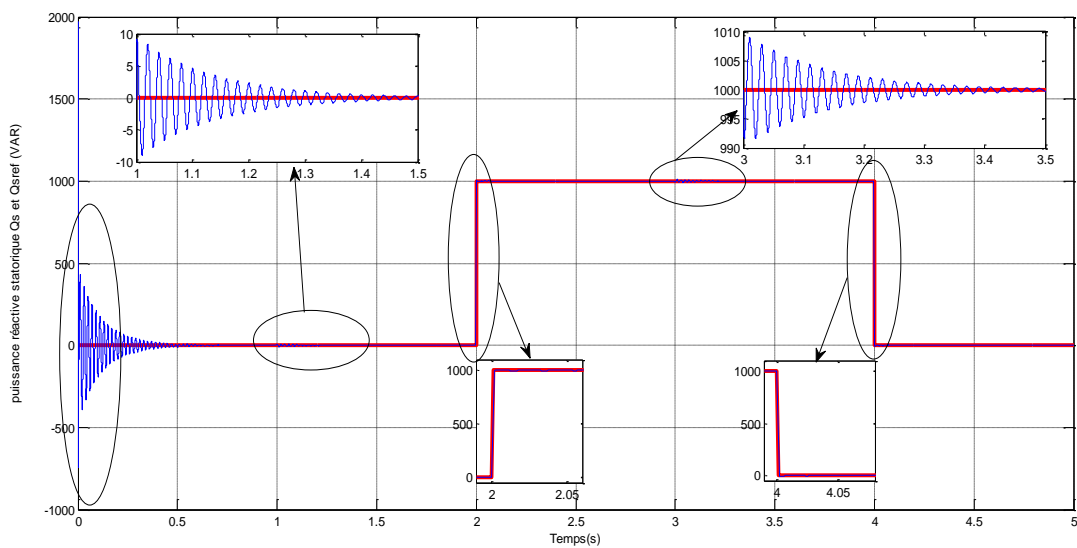
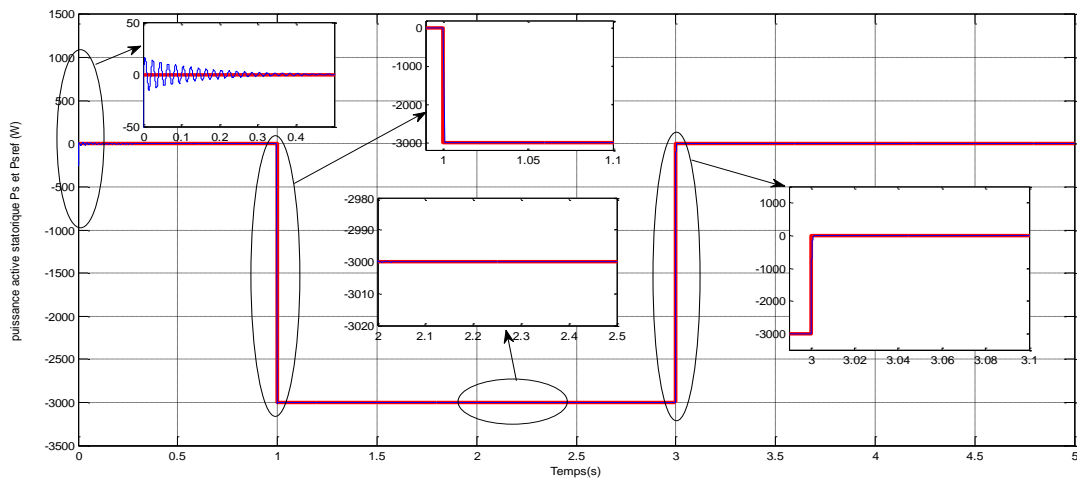


Figure IV.21: La puissance active et réactive statorique et sa référence de la commande par mode glissant-floue avec zoom.

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuite de la puissance active et réactive sont satisfaisantes pour les trois types de commande, mais ceux de la commande par mode glissant-floue obtenus sont meilleures, comme il est apporté sur le tableau (IV.2).

	Temps de réponse	Régime transitoire au démarrage (dépassements)	Sensibilité aux variations des consignes (variation des puissances active et réactive)
Commande vectorielle (Régulateur PI)	Faible	Une perturbation importante	Sensible
Commande par Mode Glissant	Plus faible	Une perturbation plus faible	Insensible
Commande par Mode Glissant-floue	Meilleure fiabilité	Meilleure fiabilité de la perturbation	Insensible

**Tableau IV.2 : Critères de comparaison entre la commande vectorielle, la commande par mode glissant et la commande par mode glissant-floue.**

Finalement on peut conclure que le réglage par mode de glissement-floue présente des meilleures performances que celles de la commande vectorielle et la commande par mode glissant.

## IV.7 Conclusion

Pour avoir une bonne qualité d'énergie électrique produite par une machine asynchrone à double alimentation GADA, il faut appliquer des techniques de commandes adéquates permettant le contrôle des puissances générées par le stator de la machine.

Nous proposons un schéma de commande "hybride" de ces deux commandes en vue d'en avoir une commande plus robuste. On va combiner deux techniques de commande nous irons appliquer l'association des commandes par mode glissant et logique floue, pour améliorer les performances de commande et diminuer le phénomène de chattering associé à la commande par mode glissant [71].

Ce chapitre est consacré dans un premier lieu à quelques notions de la théorie du concept de base de la logique floue. Ensuite, nous présentons la commande hybride du mode de glissement et la logique floue et son application pour le réglage des puissances active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation.

En deuxième lieu, nous nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande robuste, c'est la commande par mode de glissant-flou. Les résultats obtenus ont montré que cette technique de réglage apporté des améliorations remarquables par rapport à la commande par mode glissant. En générale, le régulateur par mode de glissant-flou offre de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet quasi-total de la perturbation.

On remarqué que les résultats obtenus par la technique du mode glissant-floue sont meilleurs et plus performants que ceux obtenus par la commande par mode glissant

(dépassement, temps de réponse, et précision de poursuite, ...); plus de ces avantages, elle garantit à l'utilisateur de la GADA une bonne robustesse et une fiabilité élevée, ainsi qu'une insensibilité aux perturbations.

Nous avons présenté dans ce dernier chapitre aussi, une étude comparative des résultats obtenus par les trois commandes (commande vectorielle par orientation de flux statorique, la commande par mode de glissement et la commande par mode glissant-floue).

De façon générale, les résultats de simulation obtenus lors de l'application des deux commandes sur le système qu'il soit entraîné à vitesse fixe ou variable, avec ou sans convertisseurs, montrent une bonne poursuite des puissances générées aux valeurs de références correspondantes. Aussi, nous avons constaté que les erreurs de poursuite sont relativement faibles et le découplage entre les puissances active et réactive est toujours maintenu.

De plus, une garantie d'utilisation de la GADA est assurée au vu des performances obtenues et affichées aux niveaux de la fiabilité et de la stabilité.

---

***CONCLUSION  
GÉNÉRALE***

---

## **CONCLUSION GÉNÉRALE**

Le travail présenté dans ce mémoire intéresse au contrôle des puissances active et réactive d'une génératrice asynchrone double alimentation (GADA), l'objectif principal de ce mémoire est d'apporter une contribution aux travaux déjà menés dans le cadre de l'association de la logique floue, à la commande du mode glissant. Il s'agit de développer une loi de commande hybride par mode glissant-floue. Pour ce faire, nous résumons les principales contributions de ce travail comme suit :

Le premier point a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone double alimentation, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, Ce modèle a été validé en simulation dans le mode moteur et générateur.

Dans le deuxième chapitre, La commande par orientation de flux statorique a été présentée. La commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la machine asynchrone à double alimentation (GADA), puis la modélisation des deux convertisseurs triphasés à deux niveaux commandés par la stratégie triangulo- sinusoïdale qui raccordent le rotor de la machine (GADA) au réseau.

Pour améliorer ces résultats, nous avons développés deux autres techniques de commandes qui ont été présentées dans le troisième et le quatrième chapitre. En premier lieu, on a présenté l'aspect théorique de la commande par mode glissant pour l'appliquer en suit sur le système.

En deuxième lieu, on s'est intéressé à la commande par mode glissant-floue, où nous avons donné quelques un rappel sur les notions de base de la théorie de la logique floue, puis nous avons appliqué la commande par mode glissant-floue sur la GADA.

L'objectif de ces deux nouvelles techniques de commande est identique à celui des commandes classiques ; c'est à dire de contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par la machine asynchrone découplée par orientation du flux. Les performances de ces deux dernières commandes ont été justifiées par la simulation. Enfin, nous avons fait une étude comparative entre les commandes proposées. Les résultats de cette étude ont affirmé ceux de la simulation de l'asservissement des puissances.

### **Suggestions et perspectives**

Suite à cette étude, quelques suggestions et perspectives peuvent être faites afin de pouvoir contribuer si possible à l'amélioration du fonctionnement du système considéré, à savoir :

- L'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs tels que trois et cinq niveaux dans une chaîne de conversion.
- L'établissement d'un modèle de la GADA tenant compte de la saturation magnétique.
- L'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commandes proposés.
- L'utilisation des autres techniques plus développées : réseaux de neurones, commande DPC, ...etc

---

# *BIBLIOGRAPHIE*

---

- [1] TOUAHRI abdelouaheb, « application de la DTC a un aérogénérateur asynchrone double alimente » magister en électrotechnique, l'université Batna 2.
- [2] V. Paul-Etienne, "Commande non-Linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [3] F. Poitiers, "Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'Utilisation de l'Energie Eolienne : Machine Asynchrone à Cage Autonome, Machine Asynchrone à Double Alimentation Reliée au Réseau", Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [4] S. Peresada, A. Tilli and A. Tonielli, "Indirect Stator Flux-Oriented Output Feedback Control of a Doubly Fed Induction Machine", IEEE Transactions on Control Systems and Technology, Vol. 11, No. 6, pp. 875-888, November 2003.
- [5] S. Drid, "Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation : Théorie et Expérimentation", Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [6] A. L. Nemmour, "Contribution à la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [7] ZIANE Mouloud, SIOUANI Ala eddine, « Modélisation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation » master en électromécanique, universite de mohamedboudiaf – M'sila 2018.
- [8] Sathiyarayanan, J S. (2014). Doubly fed induction generator wind turbines with fuzzy controller: a survey. Doi : 10.1155/2014/252645.
- [9] Roummani, K. (2020). Intitulé Contribution à des commandes robustes à des sources d'énergie nouvelle et à leur connexion aux réseaux électriques, Thèse doctorat, Université Mohammed Boudiaf, USTO, Oran.
- [10] Bekakra, Y. (2014). Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation, Thèse doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra.
- [11] Cherfia, N. (2018). Etude d'une Chaîne de Conversion de l'Énergie Éolienne. Thèse doctorat, Université des Frères Mentouri de Constantine.
- [12] Bekhada, H. (2018). Commande Robuste D'un Aérogénérateur À Base De Machine Asynchrone À Double Alimentation Pilotée Par Un Convertisseur Matriciel, Thèse doctorat, Université de Québec.
- [13] Ghennam, T. (2011). Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi-niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation, Thèse doctorat, École Militaire Polytechnique d'Alger et École Centrale de Lille, France.
- [14] Sadaoui, R. (2017). Analyse et commande d'une machine asynchrone à double alimentation, Thèse Doctorat, Université Québec.
- [15] Tamaarat, A. (2017). Modélisation et commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à d'une MADA, Thèse Doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra.

- [16] F. BOUMARAF, « Commande intelligente d'une association convertisseur statique machine asynchrone à double alimentation », Thèse de magistère, Université de Batna, 29.1.2009.
- [17] Allam, m. (2019). Contribution à la commande robuste d'une machine asynchrone à double alimentation appliquée au système éolien, Thèse doctorat.
- [18] Locif, M. (2016). Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur, Thèse doctorat, Université AboubakrBelkaïd, Tlemcen.
- [19] Rouabhi, R. (2016). Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée, Thèse doctorat, Université de Batna 2.
- [20] Houas brahim, Khaldi abderraouf, « Amélioration De La Commande Par Mode Glissant D'un Générateur Asynchrone A Double Alimentation » Mémoire de magister, Université Echahid Hama Lakhder d'El-Oued 2019.
- [21] Saihi, L., Berbaoui, B., Glaoui, H., Djilali, L., Abdeldjalil, S. (2017). Robust sliding mode  $H_\infty$  controller of DFIG based on variable speed wind energy conversion system. PeriodicaPolytechnicaElectrical Engineering and Computer Science.
- [22] DJERIRI Youcef, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle », Thèse doctorat, Université DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES 2015.
- [23] MAZOUZ Farida, « Contrôle Des Puissances Active et Réactive Dans Les Aérogénérateurs Doubles Alimentés », Thèse doctorat, Université Batna 2 - Mostefa Ben Boulaïd 2020.
- [24] OUKACI Assia, « Contribution a l'étude des techniques de commande avancées de la machine asynchrone », Thèse doctorat, Université DES FRÈRES MENTOURI CONSTANTINE 2018.
- [25] Ahmed M. Kassem, Khaled M. Hasaneen, Ali M. Yousef, « Dynamic modeling and robust power control of DFIG driven by wind turbine at infinite grid ». Electr Power and Energy Syst 44 (2013). pp: 375–382.
- [26] F. Hachicha, L. Krichen, « Performance Analysis of a Wind Energy Conversion System Based on A DFIG ». 8th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices. 2011 IEEE.
- [27] K. Ouari a, T. Rekioua a, M.Ouhrouche b , « Real time simulation of nonlinear generalized predictive control for wind energy conversion system with nonlinear observer ». ISA Transactions, Vol. 53, 2014, pp.76-84.
- [28] N. Taib, B. Metidji, T. Rekioua, « Performance and efficiency control enhancement of wind power generation system based on DFIG using three-level sparse matrix converter ». Electrical Power and Energy Systems, Vol. 53, 2013, pp. 287-296.
- [29] S. Abdeddaim, A. Betka, « Optimal tracking and robust power control of the DFIG wind turbine ». Int J Electr Power Energy Syst 2013; 49(01), pp.: 234–242.
- [30] K. Ghedamsi, E.M. Berkouk, « Control of wind generator associated to a flywheel energy storage system ». Renewable Energy, Vol 33, Issue 9, Elsevier (2008), pp 2145-2156.
-

- [31] O.Djaafriet A. Harizi, « Modélisation, simulation et contrôle d'une turbine éolienne », Mémoire Master Académique, Université M'sila, 2017.
- [32] S.Metalta, « Optimisation et Régulation des Puissances d'une éolienne a Base d'une MADA », Mémoire de Magister, ENSP, 2009.
- [33] MEKHICHE Youcef, « L'optimisation de puissance des éoliennes à vitesse variable » Mémoire de Master, université de M'sila. 2011/2012.
- [34] DEHOUM Fawzi, « Commande vectorielle d'une génératrice asynchrone double alimentation « GADA » pour l'utilisation de l'énergie éolienne » mémoire d'ingénieur d'état, université de m'sila 2010/2011.
- [35] A.Dendouga , "Contrôle de Puissance Active et Réactive de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (DFIG) ". Mémoire de Magister Université de Batna, 2010.
- [36] MERRAHI Farid, « Alimentation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation (application à l'énergie éolienne) » Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique 2007.
- [37] MAHROUG Ridha, DAHMANI Azzeddine, « Commande des puissances active et réactive générée par une génératrice asynchrone a double alimentation « GADA » mémoire en magister, Universite MOHAMED BOUDIAF - M'SILA 2019.
- [38] F. Mazouz, S. Belkacem, Y. Harbouche, R. Abdessemed and S. Ouchen, «Active and reactive power control of a DFIG for variable speed wind energy conversion», 6th International conference on systems and control (ICSC'2017), Batna, Algeria, 2017.
- [39] A. Petersson, «Analysis, modeling and control of doubly fed induction generators for wind turbines», Ph.D. Thesis, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, 2005.
- [40] TRIA Fatma Zahra, « Contribution à la commande d'un système éolien basé sur une MADA Par différentes techniques », MEMOIRE de Magister, Université d'El- oued 2013.
- [41] OSMANI Ilyes, MALTI Omar, « Modélisation et commande indirect des puissances de la génératrice asynchrone à double alimentation dédié à un système éolien », mémoire de magister, Université AboubakrBelkaïd – Tlemcen 2017.
- [42] N.Mekkaoui , " Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Mini-Centrale Eolienne à Base de Machines à Induction Simple et Double Alimentée ". Mémoire de Magister Université de Batna ,2004.
- [43] A. Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne ». Thèse doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 2006.
- [44] SAIHI Lakhdar, « Contribution à la Commande Robuste Non Linéaire Sans Capteur d'un Système Eolien à Base d'une Génératrice Asynchrone à Double Alimentation (GADA) », Thèse doctorat, Universite de TAHRI Mohamed –BECHAR 2021.
- [45] ZOUGGAR El Oualid, « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'un système éolien basé sur les génératrices asynchrones », Thèse doctorat, Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd 2021.
-

- [46] GHOUL NACER, « Commande par mode glissant-flou d'une génératrice asynchrone à double alimentation », mémoire de magister, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA 2021.
- [47] BEN FEHIMA.O, ZROUG.H « Commande par Backstepping d'une Génératrice Asynchrone à Double Alimentation (GADA) », mémoire de magister, Université de M'sila ,2020.
- [48] A.Herizi, "Amélioration des performances de la commande non linéaire robuste d'un moteur asynchrone a double alimentation "MADA", Thèse Doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila 2021.
- [49] GOUDJIL Djamel, AIT Samir, « Eolienne à vitesse variable basée sur une machine asynchrone à double alimentation » mémoire d'ingénieur d'état, Université de Bejaia 2007.
- [50] ROUABHI Riyadh, « Étude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation Application : Energie éolienne » Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas-Sétif 2012.
- [51] P. Lopez et A. S. Nouri, ,,,"Théorie Élémentaire Et Pratique De La Commande Par Les Régimes Glissants, " Springer, 2006.
- [52] KECHICH Abderrahmane et all, « La commande par mode glissant : Application à la machine synchrone à aimants permanents », Afrique SCIENCE, 04(1) (2008), Pages 21 – 37.
- [53] P-E. Vidal, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double Alimentation » Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [54] ZEMMIT Abderrahim, « Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes », Thèse doctorat,Université Mohamed Boudiaf –Msila 2017.
- [55] S. Hamecha, « Etude et commande d'une Eolienne à base d'une Machine Synchrone à aimants Permanents ». Thèse doctorat, Université de Tizi-Ouzou, Alger, Le 13 Juin 2013.
- [56] T. Bouaouiche, « Commande à Structure Variable et Etude de l'Intégration d'Eolienne à base de Machine Asynchrone à Double Alimentation sur le Réseau Electrique ». Thèse doctorat, Au Centre de Recherches et de Transfert de Technologie de Saint-Nazaire, Le 7 Mai 2007.
- [57] ABBAS Mourad et MECHENTEL Mohamed « Modélisation et Commande d'une MADA Alimentée Par une Cascade à Trois Niveaux Application à l'Energie Eolienne » mémoire d'ingénieur d'état, école nationale polytechnique 2006.
- [58] HOCINE, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement », Mémoire de Magister, Université El Hadj Lakhdar de Batna, Mai 2008.
- [59]. S. ZEGHLACHE, « Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical ». Thèse de Doctorat, université de m'sila 2014
- [60] A. Bouguerra, « Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertical ». Thèse doctorat, Université de m'sila 2015.
-

- [61] KHEBBACHE Hicham, « Tolérance aux défauts via la méthode backstepping des systèmes non linéaires », Mémoire de Magistère, Université Ferhat Abbas-Sétif 2011.
- [62] A. Meroufel, « Contrôle De La Machine Asynchrone », Polycope De Cours, Université DjillaliLiabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [63] Y. Bekakra D. Ben Attous, "Sliding mode controls of active and reactive power of a DFIG with MPPT for variable speed wind energy conversion," Australian Journal of Basic and Applied Sciences, Vol. 5, No. 12, pp. 2274-2286, 2011.
- [64] LOUKAL Keltoum, « Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux », Thèse de Doctorat, Université MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA 2017.
- [65] B. Délémontey, "Contribution à la commande des entraînements asynchrone de forte puissance : Application au problème de traction", Thèse de Doctorat. I.N.P.L. Lorraine 1995.
- [66] K. Belmokhtar, M. L. Doumbia and K. Agbossou, «Modelling and fuzzy logic control of dfig based wind energy conversion systems», IEEE International Symposium on Industrial Electronics, PP: 1888-1893, 2012.
- [67] R. Bhavani, N.R. Prabha, C. Kanmani, «Fuzzy controlled UPQC for power quality enhancement in a DFIG based grid connected wind power system», International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT), PP: 1-7, 2015.
- [68] F. Boumaraf, « Commande d'un aérogénérateur -apport des techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de doctorat, Université Batna, 2014.
- [69] F. Mazouz, S. Belkacem, Y. Harbouche, S. Ouchen R, Abdessemed, «Fuzzy control of a wind system based on the DFIG», International Conference on Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems IC-AIRES, Tipaza. Algerie, 2017.
- [70] A. Deluzurieux, M. Rami, « Problèmes d'électronique analogique », TOME 1, Berti Edition, 1992.
- [71] DEHIRI Redha, AICHAOUI Farouq, "Commande par mode glissant flou d'une GADA application éolienne",mémoire en magister, UNIVERSITE DE M'SILA 2017.

---

# *ANNEXE*

---

---

**Annexe A****Données de la machine asynchrone à double alimentation (GADA):****Valeurs nominales:**

Puissance nominale:	$P_n=4\text{kW}$
Tension nominale:	$v/U=220/380V-50\text{Hz}$
Lavitesse nominale:	$\omega_n=1440\text{ tr/min.}$
Nombrede pairs de poles :	$P=2$

**Paramètres:**

Résistance du stator:	$R_s=1.2\ \Omega$
Résistance du rotor:	$R_r=1.8\ \Omega$
Inductance stator :	$L_s=0.1554\text{H}$
Inductance du rotor:	$L_r=0.1568\text{H}$
Inductance mutuelle :	$M=0.15\text{H}$

**Constantes mécaniques:**

Moment d'inertie:	$J=0.2\ \text{Kg. m}^2$
Coefficient de frottement:	$f=0.001\ \text{N.m. S/rad}$



---

# *RESUME*

---

**Résumé :**

Ce travail présente une stratégie de commande par mode glissant-flou, ainsi que sa commande vectorielle appliquée au système équipé d'une génératrice asynchrone à double alimentation « GADA » lié au réseau électrique (coté rotor) par deux convertisseurs statiques triphasés à MLI deux niveaux. La modélisation dans le repère de Park de cette machine a été présentée que nous avons simulé en utilisant MATLAB. Cette technique trouve sa plus forte justification au problème d'utilisation d'une loi de commande non linéaire. L'objectif est d'appliquer cette commande pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives générées par la machine asynchrone double alimentation.

**Mots clés :**

Généralice asynchrone à double alimentation « GADA », Modélisation, Commande vectorielle, Convertisseurs statique, commande par mode glissant-flou des puissances active et réactive.

**Abstract:**

This work presents a sliding-fuzzy mode control strategy, as well as its vector control applied to the system equipped with a double-fed asynchronous generator "GADA" linked to the electrical network (rotor side) by two three-phase static converters with two-level PWM. Modelling in Park's frame of this machine was presented which we simulated using MATLAB. This technique finds its strongest justification in the problem of using a nonlinear control law. The objective is to apply this command to independently control the active and reactive powers generated by the double-fed asynchronous machine.

**Key words:**

Asynchronous generator with double supply "GADA", Modelling, Vector control, Static converters, control by sliding-fuzzy mode of the active and reactive powers.

**ملخص :**

يقدم هذا العمل إستراتيجية التحكم عن طريق الوضع المنزلق الضبابي، بالإضافة إلى التحكم الشعاعي المطبق على النظام المجهز بمولد غير متزامن مزدوج التغذية مرتبط بالشبكة الكهربائية (جانب الدوار) بواسطة محولين ثلاثي الأطوار المستوى الثاني، تم تقديم النمذجة لهذه الماكينة والتي قمنا بمحاكاتها باستخدام الماتلاب، تجد هذه التقنية أقوى مبرر لها في مشكلة استخدام قانون التحكم غير الخطي. الهدف هو تطبيق هذا الأمر للتحكم بشكل مستقل في القوى النشطة والتفاعلية الناتجة عن الآلة غير المتزامنة ذات التغذية المزدوجة.

**الكلمات المفتاحية :**

- مكنة لا تزامنية ثنائية التغذية - محاكاة - تحكم شعاعي - المحولات الثابتة - التحكم عن طريق وضع الانزلاق الغامض للقوى النشطة والتفاعلية.

**MEMOIREDEFIND'ETUDESENVUEDUL'OBTENTIONDUDIPLÔMEMAS  
TERENGENIEELECTRIQUE**

**Spécialité : Commande Electrique**

**Proposé et dirigé par : M<sup>me</sup>. BELOUNIS Ouassila**

**Présenté par : FAID Mohammed Amine&BOUGUERRA Dounya**

**THÈME**

**Contrôle des puissances active et réactive d'une  
génératrice asynchrone à double alimentation  
(GADA)**

**Résumé :**

Ce travail présente une stratégie de commande par mode glissant-floue, ainsi que sa commande vectorielle appliquée au système équipé d'une génératrice asynchrone à double alimentation « GADA » lié au réseau électrique (coté rotor) par deux convertisseurs statiques triphasés à MLI deux niveaux. La modélisation dans le repère de Park de cette machine a été présentée que nous avons simulé en utilisant MATLAB. Cette technique trouve sa plus forte justification au problème d'utilisation d'une loi de commande non linéaire. L'objectif est d'appliquer cette commande pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives générées par la machine asynchrone double alimentation.

**Mots clés :**

Génératrice asynchrone à double alimentation « GADA », Modélisation, Commande vectorielle, Convertisseurs statique, commande par mode glissant-floue des puissances active et réactive.

**D'ordre : CE-08**