

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

**FACULTE : TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT: GENIE ELECTRIQUE**  
**N° : CE°12**



**DOMAINE: SCIENCES ET TECHNOLOGIES**  
**FILIERE : ELECTROTECHNIQUE**  
**OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE**

**Mémoire présenté pour l'obtention**  
**Du diplôme de Master Académique**

**Intitulé**

**Commande par Backstepping d'une Génératrice**  
**Asynchrone à Double Alimentation (GADA)**

**Proposé et dirigé par:**

**BELOUNIS Ouassila**

**Présenté par:**

**BEN FEHIMA Ouahiba**

**ZROUG Hadda**

**Année universitaire: 2019 / 2020**

## Remerciements :

Nous tenons à remercier tout premièrement **Dieu** le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur **Madame BELOUNIS Ouassila** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont Aidés à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'Electrotechnique qui ont contribués à notre formation

Nos sincères remerciements à **tous les membres du jury** qui on Accepté de juger notre travail.

En fin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos Amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

SOMMAIRE



|   |    |
|---|----|
| <b>LISTE DES FIGURES</b> .....  |    |
| <b>NOTATION</b> .....   |    |
| <b>Introduction générale</b> .....  | 1  |
| <b>CHAPITRE I    Modélisation et simulation de la machine asynchrone</b>    |    |
| <b>double alimentation</b>  |    |
| I.1 Introduction .....  | 4  |
| I.2. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation .....      | 4  |
| I.2.1 Modèle mathématique de la MADA dans le référentiel générale.....      | 4  |
| I.2.1.1 Equations électriques.....  | 4  |
| I.2.1.2 Représentation de la MADA dans le système triphasé et biphasé ..... | 5  |
| I.2.1.3 Equations mécaniques sous forme matricielle .....                   | 6  |
| I.2.1.4 Equations mécaniques .....  | 7  |
| I.2.2 Choix de référentiel .....  | 7  |
| I.2.2.1 Référentiel lié au stator.....                                      | 7  |
| I.2.2.2 Référentiel lié au rotor .....                                      | 7  |
| I.2.2.3 Référentiel lié aux champs tournant.....                            | 7  |
| I.2.3 Transformation de Park.....   | 8  |
| I.2.3.1 Application de la transformation de PARK.....                       | 9  |
| I.3. Représentation du modèle de la MADA sous forme d'état.....             | 11 |
| I.4. Expression du couple .....   | 14 |
| I.5. Expressions des puissances active et réactive.....                     | 15 |
| I.6. Simulation de la MADA.....   | 15 |
| I.6.1. Résultats de simulation fonctionnement moteur (MADA).....            | 15 |
| I.6.2. Interprétations des résultats.....                                   | 18 |
| I.6.3 Résultats de simulation fonctionnement générateur (GADA).....         | 18 |
| I.6.4. Interprétations des résultats .....                                  | 21 |

---

|                      |    |
|----------------------|----|
| I.7. Conclusion..... | 21 |
|----------------------|----|

### **CHAPITRE II**                    **Commande vectorielle des puissances actives et réactives**

|   |    |
|---|----|
| II.1 Introduction.....  | 22 |
| II.2 Le principe de la commande vectorielle.....                                | 22 |
| II.3 Modèle de la GADA avec orientation du flux statorique.....                 | 23 |
| II.3.1 Choix du référentiel pour le modèle diphasé .....                        | 23 |
| II.3.2 Relation entre les courants statoriques et les courants rotoriques.....  | 25 |
| II.3.3 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques.....       | 25 |
| II.3.4 Relations entre les tensions rotoriques et les courants rotoriques ..... | 26 |
| II.3.5 Type des régulateurs utilisés .....                                      | 28 |
| II.4 Les types de commande vectorielle.....                                     | 30 |
| II.4.1 Commande vectorielle direct.....   | 31 |
| II.4.2 Commande vectorielle indirecte.....                                      | 31 |
| II.4.2.1 Commande en boucle ouverte.....  | 31 |
| II.4.2.2 Commande en boucle fermée .....  | 33 |
| II.5 Résultats de simulation.....   | 33 |
| II.5.1 Résultats de simulation sans onduleur.....                               | 34 |
| II.5.1.1 Interprétation des résultats .....                                     | 36 |
| II.6 Onduleur de tension.....   | 37 |
| II.6.1 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux.....                           | 37 |
| II.6.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion.....                      | 40 |
| II.6.3 Résultats de simulation Avec onduleur .....                              | 41 |
| II.6.3.1 Interprétation des résultats.....                                      | 44 |
| II.7 Conclusion.....  | 44 |

### **CHAPITRE III**                    **Commande par backstepping des puissances actives et réactives**

|   |    |
|---|----|
| III.1 Introduction .....  | 45 |
| III.2 Commande Backstepping.....                                      | 45 |
| III.2.1. Principe .....   | 45 |
| III.2.2 Méthodes de Lyapunov.....                                     | 46 |
| a. Première méthode de Lyapunov.....                                  | 46 |
| b. Deuxième méthode de Lyapunov.....                                  | 46 |
| III.2.3. Méthode générale de synthèse récursive par backstepping..... | 48 |

---

## Sommaire

---

|  |    |
|--|----|
| III.3 Application de la commande par Backstepping à la GADA.....       | 51 |
| III.3.1 Modèle de la génératrice asynchrone à double alimentation..... | 51 |
| III.3.2 Synthèse de la loi de commande.....                            | 52 |
| III.4 Résultats de simulation .....                                    | 55 |
| III.4 .1 Résultats de simulation sans onduleur.....                    | 55 |
| III.4.1.1 Interprétation des résultats.....                            | 57 |
| III.4.2 Résultats de simulation avec onduleur .....                    | 58 |
| III.4.2 .1 Interprétation des résultats.....                           | 60 |
| III.5 Conclusion.....  | 61 |
| <b>Conclusion générale</b> .....                                       | 62 |
| <b>ANNEXES</b> .....   | 63 |
| <b>BIBLIOGRAPHIE</b> .....   | 64 |
| <b>Abstract – Résumé – ملخص</b> .....                                  |    |

---

**CHAPITRE I      Modélisation et simulation de la machine asynchrone  
double alimentation**

Fig. I.1 : Representation de la MADA dans le système biphasé et triphasé.....5  
 Fig. I.2 : Passage de système triphasé au système biphasé.....9  
 Fig. I.3 : Le couple électromagnétique et la vitesse mécanique de MADA .....15  
 Fig.I.4 : Composantes du courant statorique de MADA.....16  
 Fig.I.5 : Composantes du courant rotoriques de MADA.....16  
 Fig.I.6 : Composantes du flux statoriques de MADA.....16  
 Fig.I.7 : Composantes du flux rotoriques de MADA.....17  
 Fig. I.8: Les puissances active et réactive statorique de MADA .....17  
 Fig. I.9 : Les courants statoriques et rotoriques triphasés I (a,b,c) de MADA.....17  
 Fig. I.10 : Les courants statoriques triphasés avec zoom.....18  
 Fig. I.11 : Les courants rotoriques triphasés avec zoom .....19  
 Fig. I.12: Les composantes du courant statoriques de la GADA (d-q).....19  
 Fig. I.13: Les composantes du courant rotoriques de la GADA (d-q).....19  
 Fig. I.14: Composantes du flux statoriques de la GADA(d-q).....20  
 Fig. I.15: Composantes du flux rotoriques de la GADA(d-q).....20  
 Fig. I.16: Les puissances active et réactive statorique de la GADA (d-q) .....20  
 Fig. I.17 : Le couple électromagnétique et la puissance apparente.....21

**CHAPITRE II      Commande vectorielle des puissances actives et réactives**

Fig. II.1: Analogie entre MCC à excitation séparée et GADA .....23  
 Fig.II.2: Orientation de l'axe d sur le flux statorique.....24  
 Fig.II.3: Bloc de contrôle à flux orienté.....26  
 Fig.II.4: Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances (système interne).....28  
 Fig. II.5: Schéma de la régulation.....29  
 Fig. II.6: Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée.....31  
 Fig. II.7: Schéma bloc de la commande indirecte en boucle ouverte.....32  
 Fig. II.8: Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée.....33  
 Fig. II.9: Les puissance active et réactive statorique et sont références.....34  
 Fig. II.10: Les composantes du flux rotorique et statorique.....34  
 Fig.II.11: Les composantes du courant rotorique et statorique.....35  
 Fig.II.12: Le couple électromagnétique.....35  
 Fig. II.13: Les courants rotoriques triphasés.....36  
 Fig. II.14: Courant rotorique selon l'axe d et q.....36  
 Fig II.15: Onduleur à deux niveaux utilisant des transistors .....38  
 Fig II.16: Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux.....38  
 Fig.II.17: Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.....40

---

## LISTE DES FIGURES

---

|   |    |
|---|----|
| Fig.II.18: La puissance active et réactive statorique et sont référence ..... | 41 |
| Fig. II.19: Les composants du courant rotorique et statorique .....           | 42 |
| Fig.II.20: Les composants du flux et courant statorique.....                  | 42 |
| Fig.II.21: Le couple électromagnétique. ....                                  | 43 |
| Fig. II.22 Les courants rotoriques triphasés.....                             | 43 |
| Fig. II.23 Courant rotorique selon l'axe d et q.....                          | 43 |

## CHAPITRE III Commande par backstepping des puissances actives et réactives

|   |    |
|---|----|
| Fig.III.1 Schéma bloc de la structure de commande par Backstepping .....      | 53 |
| Fig. III.2 La puissance active et réactive statorique et sont références..... | 54 |
| Fig.III.3 Les composants du courant rotorique et statorique.....              | 54 |
| Fig. III.4 Les composantes du flux rotorique et statorique.....               | 55 |
| Fig.III.5 Le couple électromagnétique.....                                    | 55 |
| Fig. III.6 Les courants rotoriques triphasés.....                             | 56 |
| Fig. III.7 Courant rotorique selon l'axe d et q.....                          | 56 |
| Fig. III.8 La puissance active et réactive statorique et sont références..... | 57 |
| Fig. III.9 Les composantes du flux rotorique et statorique.....               | 57 |
| Fig.III.10 Les composants du courant rotorique et statorique.....             | 58 |
| Fig.III.11 Le couple électromagnétique.....                                   | 59 |
| Fig. III.12 Les courants rotoriques triphasés.....                            | 60 |
| Fig. III.13 Courant rotorique selon l'axe d et q.....                         | 60 |

---

## Notations

- CLF : Fonctions de Lyapunov de commande  
FB : Fonction de Transfer en Boucle Ouverte  
FBF : Fonction de Transfer en Boucle Fermée.  
GADA : Génératrice asynchrone à double alimentation.  
MADA : Machine asynchrone à double alimentation.  
M.L.I : Modulation de largeur d'impulsions  
PWM : Pulse-Width Modulation

## Symboles

- a, b, c : Indice des trois phases a, b, c  
 $C_{em}$  : Couple électromagnétique.  
 $C_r$  : Couple résistant.  
 $d, q$  : Indices des composantes orthogonales directs et en quadrature  
 $f_s$  : Fréquence des grandeurs statorique  
 $f_r$  : Fréquence des grandeurs rotorique  
 $f_p$  : Fréquence de la porteuse  
 $\varphi_s, \varphi_r$  : Respectivement flux statorique rotorique  
 $\varphi_{ds}, \varphi_{qs}$  : Les flux statorique directes et en quadrature  
 $\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$  : Le flux rotorique directes et en quadrature  
 $g$  : Glissement  
 $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$  : Courants triphasés statoriques.  
 $I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$  : Courants triphasés rotoriques  
 $I_s, I_r$  : Les courants de phase statorique et rotorique  
 $I_{ds}, I_{qs}$  : Les courants statoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK  
 $I_{rd}, I_{rq}$  : Les courants rotoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK  
 $L_s$  : Inductance propre d'une phase statorique  
 $L_r$  : Inductance propre d'une phase rotorique

|                          |   |
|--------------------------|---|
| $J$                      | : Moment d'inertie  |
| $k_i$                    | : Gain de l'action intégrale du régulateur PI                                     |
| $k_p$                    | : Gain de l'action proportionnel du régulateur PI                                 |
| $M_s, M_r$               | : Les inductances mutuelles entre les phases statorique et rotoriques.            |
| $[M_{sr}] = [M_{sr}]^T$  | : La matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator-rotor        |
| $M_{max}$                | : L'inductance mutuelle maximum entre une phase statorique et une phase rotorique |
| $P$                      | : Nombre de paires de pôles   |
| PI                       | : Proportionnel – Intégrale   |
| $P_s$                    | : La puissance statorique active  |
| $Q_s$                    | : La puissance statorique réactive  |
| $R_s$                    | : Résistance des enroulements statoriques.  |
| $R_r$                    | : Résistance des enroulements rotoriques  |
| $S_1, S_2, S_3$          | : Sont les impulsions de commande de l'onduleur                                   |
| $s, r$                   | : Indice du stator, du rotor  |
| $T_r$                    | : Constante de temps rotorique  |
| $T_s$                    | : Constante de temps statorique   |
| $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$ | : Tensions simples triphasées statoriques.  |
| $V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$ | : Tensions rotoriques triphasées  |
| $V_{sd}, V_{sr}$         | : Tension statorique directes et en quadrature                                    |
| $V_{rd}, V_{rq}$         | : Tension rotorique directes et en quadrature                                     |
| $\omega_m$               | : Pulsation mécanique   |
| $\omega_r$               | : Pulsation rotorique.  |
| $\omega_s$               | : Pulsation statorique  |
| $\theta_s, \theta_r$     | : Angle électrique statorique, rotorique  |
| $[A_p]$                  | : Matrice de PARK.  |
| $[A_p]^{-1}$             | : Matrice inverse de PARK.  |

---

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

---

## INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'électricité est une forme d'énergie. C'est un phénomène énergétique associé à la mobilité ou au repos de particules chargées positivement ou négativement.

Des phénomènes naturels, tels que la foudre, étaient déjà observés dès l'Antiquité, mais pendant très longtemps l'électricité a terrifié les hommes qui voyaient en elle une manifestation de la colère divine ou d'un pouvoir surnaturel.

La production d'électricité permet de mettre à disposition de l'ensemble des consommateurs un approvisionnement adapté à leurs besoins en énergie électrique, à tout moment.

La production d'électricité se fait depuis la fin du 19<sup>ème</sup> siècle à partir de différentes sources d'énergies primaires [1].

Aujourd'hui, la production peut se faire à partir d'une transformation d'énergie mécanique (liée au mouvement) en énergie électrique. Les centrales électriques peuvent être comparées à une dynamo de vélo. Dans ces centrales, l'énergie mécanique est convertie en énergie électrique mais à plus grande échelle. On peut convertir également d'énergie fossile (charbon, gaz naturel ou pétrole), d'énergie nucléaire, thermique, hydraulique, solaire, et d'énergie biomasse, ou encore éolienne en énergie électrique [2].

Tout ça à l'aide des machines électriques, en 1832 Nicolas Constant Pixxi réalise la première machine électrique à induction, comprenant un aimant qui tournait en face des pôles d'un électroaimant fixe. Il s'agit d'un générateur à courant alternatif qui peut être redressé grâce à un commutateur rustique permettant l'inversion de polarité. Cette invention n'aura cependant pas d'application puisqu'à cette époque seul le courant continu était utilisé de manière usuelle [3].

Depuis l'ère de l'industrialisation, les chercheurs ont été confrontés au "comment commander les machines électriques à des vitesses variables". Car les entraînements électriques exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue, et un coût réduit.

Au 19<sup>ème</sup> siècle, ce problème a été résolu avec les moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation de zéro à la vitesse maximale, et ceci en agissant sur la tension d'induit en gardant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système

balais- collecteur les pénalise : ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur [4].

La machine à double alimentation (MADA) en anglo-saxon "doubly-fed induction machine " c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimenté par des tensions externes. Le schéma de raccordement le plus typique pour cette machine consiste à connecter le stator directement au réseau, alors que le rotor est alimenté à travers un convertisseur de puissance contrôlé. Cette solution est plus attractive pour toutes les applications où les variations de vitesse sont limitées autour de celle de synchronisme.

L'avantage principal de cette machine, est que le convertisseur de puissance doit traiter seulement (selon le glissement) une fraction de 20-30 % de toute la puissance de système, ceci signifie que les pertes dans le convertisseur de puissance peuvent être réduites par rapport au traitement de toute la puissance par celui-ci; et par conséquent le coût de production. En plus la MADA en mode génératrice permet de produire de l'énergie électrique à fréquence constante avec une vitesse mécanique variable. De même qu'elle offre une large gamme opérationnelle par rapport à la machine asynchrone à cage d'écureuil [5].

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

Ce travail est structuré comme suit:

- Dans le premier chapitre on présentera le modèle de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), 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.
- Le deuxième chapitre sera consacré à la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la machine asynchrone à double alimentation qui est entraînée par une vitesse fixe. Le stator de la MADA est alimentée par une source triphasée et le rotor est connectée à un onduleur triphasé à MLI, commandé par la stratégie triangulo- sinusoïdale. L'alimentation continue de l'onduleur est supposée constante. Les résultats de simulation par MATLAB/Simulink seront présentés.

➤ Dans le troisième chapitre nous présenterons la théorie de la commande par Backstepping, en occurrence, toutes les relations concernant ce mode de réglage, Nous aborderons ensuite la conception de l'algorithme de commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) avec ses différentes étapes. Les performances de la méthode seront justifiées par la simulation.

Nous terminons ce travail par une conclusion générale et quelques perspectives de recherche envisagées.

---

# CHAPITRE I

---

## 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 quadrature et directe, tout en tenant compte des hypothèses simplificatrices suivantes:

- La machine est de construction parfaitement symétrique;
- Même nombre des phases entre le stator et le rotor;
- Répartition sinusoïdale des champs magnétiques de chaque bobinage, le long de l'entrefer;
- L'absence de saturation dans le circuit magnétique [6].

## I.2. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

### I.2.1 Modèle mathématique de la MADA dans le référentiel générale

La machine asynchrone à double alimentation comporte trois bobines statoriques ( $A_s, B_s, C_s$ ) décalées entre elles par un angle de  $(2\pi/3)$  et aussi trois bobines rotorique identique de répartition et similaire à celles du stator, ( $A_r, B_r, C_r$ ). 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 [7].

Les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit:

#### I.2.1.1 Les équations électriques de la MADA

A partir de la loi de Faraday, on a :

$$\frac{d\Phi}{dt} = V - R.i \quad (\text{I.1})$$



$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [l_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [l_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Tel que :

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{SA} \\ \Phi_{SB} \\ \Phi_{SC} \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{rA} \\ \Phi_{rB} \\ \Phi_{rC} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4.1})$$

$[\Phi_s]$ : Vecteur Flux totale statoriques

$[\Phi_r]$ : Vecteur Flux totale rotoriques

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4.2})$$

$[i_s]$  : Vecteur courant traversant les enroulements statoriques.

$[i_r]$  : Vecteur courant traversant les enroulements rotoriques.

$$[l_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

$$[l_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Où  $l_s, l_r$  sont respectivement les inductances propres des phases statoriques et rotoriques.

$M_s, M_r$  sont les inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$[M_{rs}]$  est la matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator-rotor donnée

par:

$$[M_{rs}]^t = [M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Cette dernière matrice est nommée inductance mutuelle entre le rotor et le stator.

### I.2.1.4 L'équation mécanique

$$C_e - C_r = j \frac{d\omega}{dt} + f\omega \quad \Rightarrow \quad \dot{\omega} = \frac{1}{j} \cdot (C_e - C_r) + f\omega \quad (\text{I.8})$$

$C_e$  : Le couple électromagnétique,

$C_r$  : Le couple résistant,

$f$  : Le coefficient de frottement visqueux de la MADA,

$\omega$  : La vitesse de rotation,

$j$  : L'inertie des parties tournantes.

Les équations différentielles décrivent le fonctionnement de cette machine sont en fonction de  $\theta_r$  (système à résolution différentielles).

L'application de la transformation de Park, s'avère nécessaire, cette dernière appliquée aux courants, tensions, et aux flux pour obtenir des équations différentielles à des coefficients constants.

## I.2.2. Choix de référentiel

Choix du repère (U-V) ce qui rend la transformation de Park attrayante, est que l'orientation du repère (U-V) peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère (U-V) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant.

### I.2.2.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (U-V) sont immobiles par rapport au stator ( $\omega_s = 0$ ) ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [8].

### I.2.2.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (U-V) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega$  donc ( $\omega_s = \omega = -P\omega$ ), ( $\omega_r = 0$ ). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.

### I.2.2.3 Référentiel lié aux champs tournant

Dans ce référentiel, les axes (U-V) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où : ce référentiel est généralement

utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, ...etc. Puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue ( $\omega_s = \omega_r + \omega_m$ ).

En générale ce dernier est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues. Le système d'axe lié au champ tournant à l'avantage qu'avec une alimentation sinusoïdale les grandeurs variables sont traitées comme des grandeurs continues.

Ainsi que ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations, il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante ce qui simplifie considérablement les calculs [9].

En plus, le choix d'un tel référentiel approprié pour la modélisation repose sur la stratégie de commande appliquée et les grandeurs à commander [10].

### I.2.3. Transformation de PARK

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions, et aux flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe d'une phase ( $V_a$ ) statorique et le système d'axe (d-q), elle est présentée par la figure (I.2), et définie par :

$$[A_p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

L'angle  $\theta$  dans la matrice de Park  $[A_p]$  prend la valeur ( $\theta_s$ ) pour les grandeurs statoriques et ( $\theta_s - \theta_r$ ) pour les grandeurs rotoriques.

Le facteur  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  pour conserver la puissance électrique instantanée.

D'autre part:

$$[A_p]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

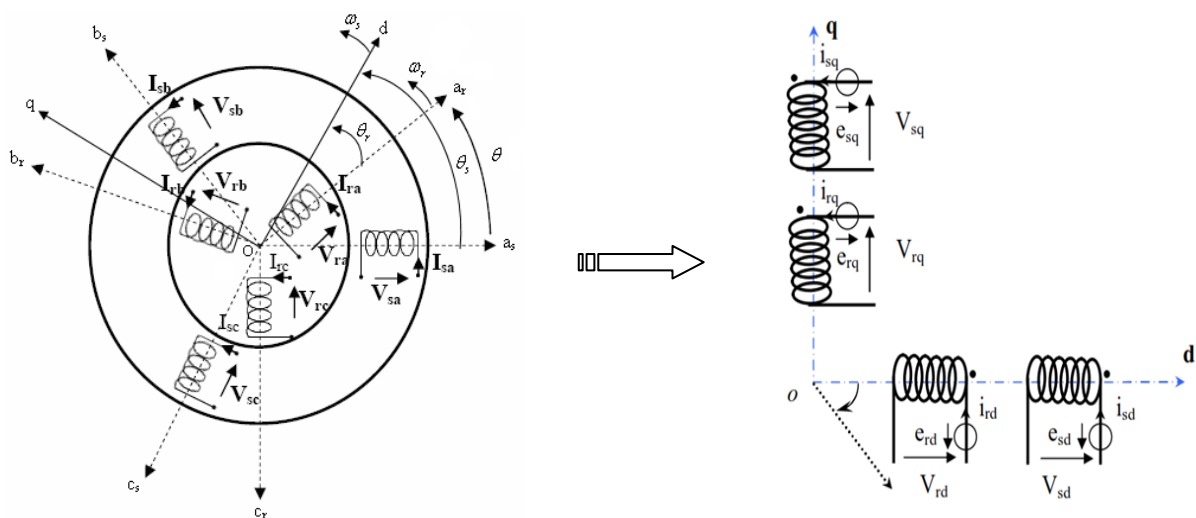


Fig. I.2 : Passage de système triphasé au système biphasé.

### I.2.3.1 Application de la transformation de PARK

En appliquant la transformation de Park aux équations de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère quelconque (équation (I.2), (I.3)).

Alors le modèle de la machine est obtenu en tenant compte des composantes homopolaire et quadrature, directs sous la forme suivante :

$$[A_P]^{-1} \cdot [V_{dqo}] = [R] [A_P]^{-1} \cdot [i_{dqo}] + \frac{d}{dt} \left[ [A_P]^{-1} \cdot [\Phi_{dqo}] \right] \quad (\text{I.11})$$

$$[A_P] [V_{dqo}] = [R] [i_{dqo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}] + \left[ \frac{d}{dt} [A_P]^{-1} \cdot [\Phi_{dqo}] \right] \quad (\text{I.12})$$

$$[A_P] \left[ \frac{d}{dt} [A_P]^{-1} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left[ \frac{d\theta}{dt} \right] \quad (\text{I.13})$$

Tel que :

$\theta = \theta_s$  : pour les grandeurs statoriques

$\theta = \theta_s - \theta_r$  : pour les grandeurs rotoriques

En remplaçant la relation (I.12) dans (I.13) on obtient le modèle biphasé équivalent suivant :

$$\begin{cases} V_d = R.i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Phi_q \\ V_q = R.i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Phi_d \\ V_o = R.i_o + \frac{d\Phi_o}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

### Remarque

La composante homopolaire du système (I.14) est de valeur nulle pour un système équilibré ; à partir de ce qui précède on tire les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s.i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s.i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r.i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r.i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

L'équation (I.15) représente le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère (d,q) lié au champ tournant.

En appliquant la transformation de Park pour établir les relations entre les flux d'axes (*d,q,o*) et ceux des axes (A,B,C) on obtient :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Phi_{dqos} \end{bmatrix} = [A_P] \begin{bmatrix} \Phi_s \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Phi_{dqor} \end{bmatrix} = [A_P] \begin{bmatrix} \Phi_r \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Au stator :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Phi_{dqos} \end{bmatrix} = [A_P] \begin{bmatrix} l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_r \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Phi_{dqos} \end{bmatrix} = [A_P] \begin{bmatrix} l_s \end{bmatrix} [A_P]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{dqos} \end{bmatrix} + [A_P] [M_{sr}] [A_P]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{dqor} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Après un calcul prolongé des équations (I.16) et (I.17), on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{so} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{r\grave{a}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & 3/2(M_{sr}) & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & 3/2(M_{sr}) & 0 \\ 0 & 0 & l + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ 3/2(M_{sr}) & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & 3/2(M_{sr}) & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (\mathbf{I.18})$$

Ou :

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

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

$M = 3/2M_{sr}$  : Inductance mutuelle cyclique entre l'enroulement du stator et celui du rotor.

$L_{os} = l_s + 2M_s$  : Inductance homopolaire statorique.

$L_{or} = l_r + 2M_r$  : Inductance homopolaire rotorique.

Si on élimine la composante homopolaire du système **(I.18)** on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = -L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = -L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} - M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} - M i_{sq} \end{cases} \quad (\mathbf{I.19})$$

$L_s, L_r$  sont les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la machine.

$M$  L'inductance mutuelle.

$\Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \Phi_{rd}$  et  $\Phi_{rq}$  sont les flux statoriques et rotoriques directs et quadrature du système

### I.3. Représentation du modèle de la MADA sous forme d'état

Dans ce cas, nous considérons les flux statorique ( $\Phi_{sd}, \Phi_{sq}$ ) et les courants rotorique ( $i_{rd}, i_{rq}$ ) comme variable d'état, et les tensions ( $V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}$ ) comme variables de commande, on a donc :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = A[X] + B[U] \quad \text{Avec :} \quad \begin{aligned} X &= (\Phi_{rd}, \Phi_{rq}; i_{rd}, i_{rq}) \\ U &= (V_{sd}, V_{rq}; V_{rd}, V_{rq}) \end{aligned}$$

D'après l'équation **(I.19)** nous avons :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\Phi_{sd}}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{rd} \\ i_{sq} = \frac{\Phi_{sq}}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{rq} \\ i_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

En remplaçant les équations (I.15) et (I.19) dans l'équation (I.20) et après le calcul et la simplification nous aurons :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_{sd} = -\frac{1}{T_s} \Phi_{sd} + \omega_s \Phi_{sq} + \frac{M}{T_s} \dot{i}_{rd} + V_{sd} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{sq} = -\frac{1}{T_s} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} + \frac{M}{T_s} \dot{i}_{rq} + V_{sq} \\ \frac{d}{dt} i_{rd} = -\delta i_{rd} + \omega_r i_{rq} + \alpha \Phi_{sd} - \beta (\omega_s - \omega_r) \Phi_{sq} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} V_{sd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \\ \frac{d}{dt} i_{rq} = -\delta i_{rq} + \omega_r i_{rd} + \alpha \Phi_{sq} - \beta (\omega_s - \omega_r) \Phi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} V_{sq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

On pose :

$$\begin{cases} T_s = \frac{L_s}{R_s} \\ T_r = \frac{L_r}{R_r} \\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \\ \alpha = \frac{M}{\sigma T_s L_r L_s} \\ \delta = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{T_s L_r L_s} \right) \\ \beta = \frac{M}{\sigma L_r L_s} \end{cases}$$

En remplaçant  $\sigma$ ,  $T_s$ ,  $T_r$ ,  $\alpha$  et  $\beta$  dans le système d'équation (I.21) on obtient système sous forme matricielle est donné par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & \omega_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -\omega_s & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & -\beta \cdot (\omega_s - \omega_r) & -\sigma & \omega_r \\ \beta \cdot (\omega_s - \omega_r) & \alpha & -\omega_r & -\sigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

On remarque que :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & \omega_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -\omega_s & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & -\beta \cdot (\omega_s - \omega_r) & -\sigma & \omega_r \\ \beta \cdot (\omega_s - \omega_r) & \alpha & -\omega_r & -\sigma \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

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

$$[A] = [A_1] + \omega_s \cdot [A_2] + \omega_r \cdot [A_3] \quad (\text{I.25})$$

Telle que :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & 0 & -\sigma & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & -\sigma \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

$$[A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.27) \quad [A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta & 0 & 1 \\ -\beta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

#### I.4. Expression du couple

$$\text{On a:} \quad P_a = V_{sd} \cdot i_{sd} + V_{sq} \cdot i_{sq}$$

En remplaçant les tensions par leur valeurs, on obtient :

$$P_a = R_s i_{sd}^2 + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \cdot i_{sd} + R_s i_{sq}^2 + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \cdot i_{sq}$$

$$P_a = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \left( \frac{d\Phi_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} \right) + \omega_s (\Phi_{sd} \cdot i_{sq} - \Phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (I.29)$$

$$P_a = P_j + P_r + P_{el}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} P_j = R_s \cdot (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \\ P_r = \frac{d\Phi_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} \\ P_{el} = \omega_s \cdot (\Phi_{sd} \cdot i_{sq} - \Phi_{sq} \cdot i_{sd}) \end{cases} \quad (I.30)$$

A partir de la relation qui donne l'énergie électromagnétique en fonction du couple:

$$P_{el} = \omega_s \cdot C_e \quad (I.31)$$

On distingue l'expression du couple :

$$C_e = P \cdot (\Phi_{sd} \cdot i_{sq} - \Phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (I.32)$$

En plus, on peut écrire l'expression du couple en fonction des courants statorique et les flux rotorique comme suit :

$$C_e = P \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_{sq} \cdot i_{rd} - \Phi_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (I.33)$$

Donc l'équation mécanique devient :

$$\dot{\omega} = \frac{1}{j} \cdot \left[ P \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_{sq} \cdot i_{rd} - \Phi_{sd} \cdot i_{rq}) - C_r \right] \quad (I.34)$$

Avec  $P$  le nombre de paires de poles de la MADA.

## I.5. Expressions des puissances active et réactive

Les expressions de puissances active et réactive sont données par:

$$\begin{aligned} P_s &= (v_{sd} \cdot i_{sd} + v_{sq} \cdot i_{sq}) \\ Q_s &= (v_{sq} \cdot i_{sd} - v_{sd} \cdot i_{sq}) \end{aligned} \quad (\text{I.35})$$

## I.6. Simulation de la MADA

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone à double alimentation permet la simulation de la machine avec ces paramètres qui sont donnés en annexe.

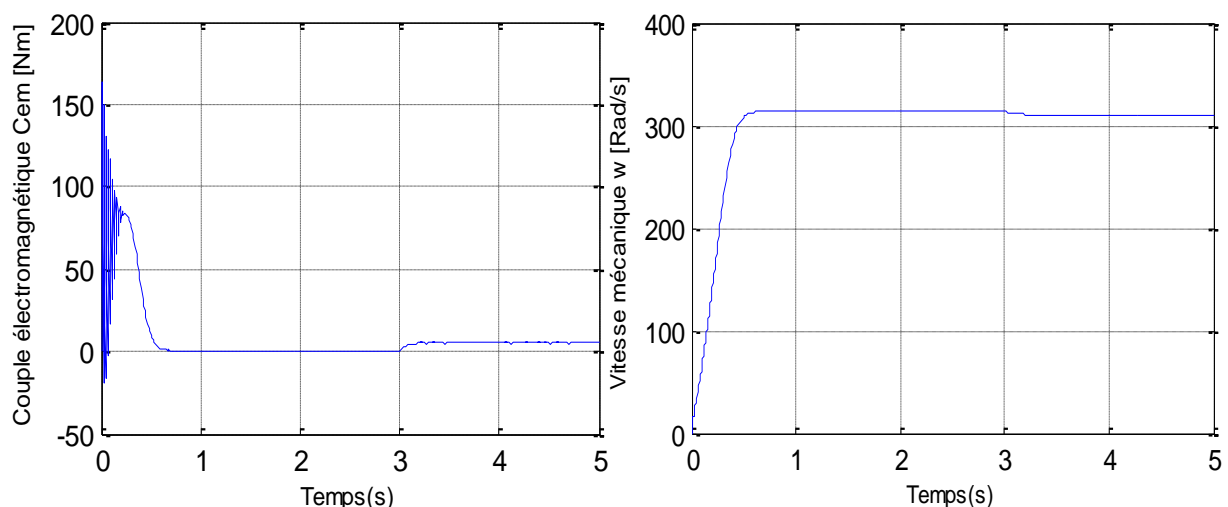
L'objectif de l'étude réalisée dans ce chapitre est d'établir un schéma fonctionnel à partir des tensions d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique.

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

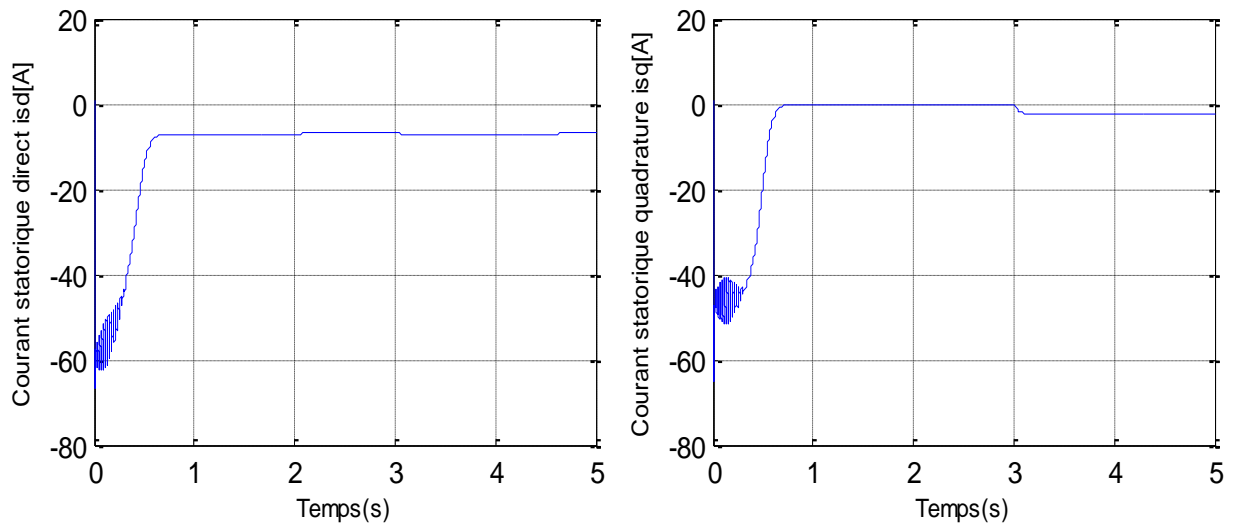
### I.6.1. Résultats de simulation fonctionnement moteur (MADA)

Les résultats de simulation présentée dans les figures ci-dessous sont ceux obtenus pour le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation fonctionnement moteur "MADA", alimentée par une source de tension triphasée au niveau du stator avec une fréquence du réseau qui est 50 Hz et d'amplitude de 220V.

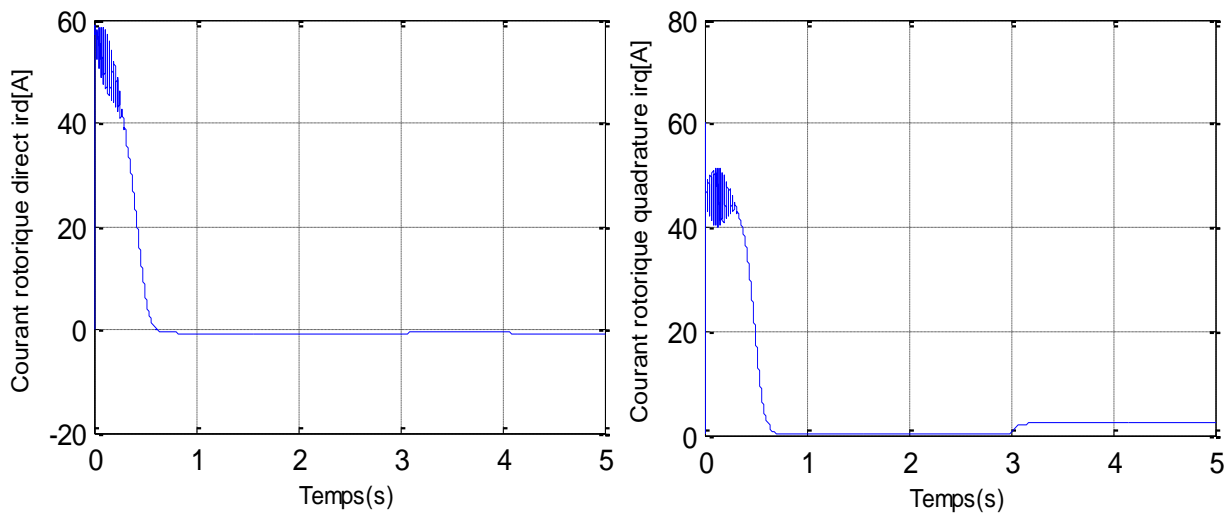
La simulation a été réalisée pour un démarrage à vide suivi par une variation de charge à l'instant à  $t = 3\text{s}$  en appliquant un couple résistant  $C_r = 5 \text{ N.m}$ .



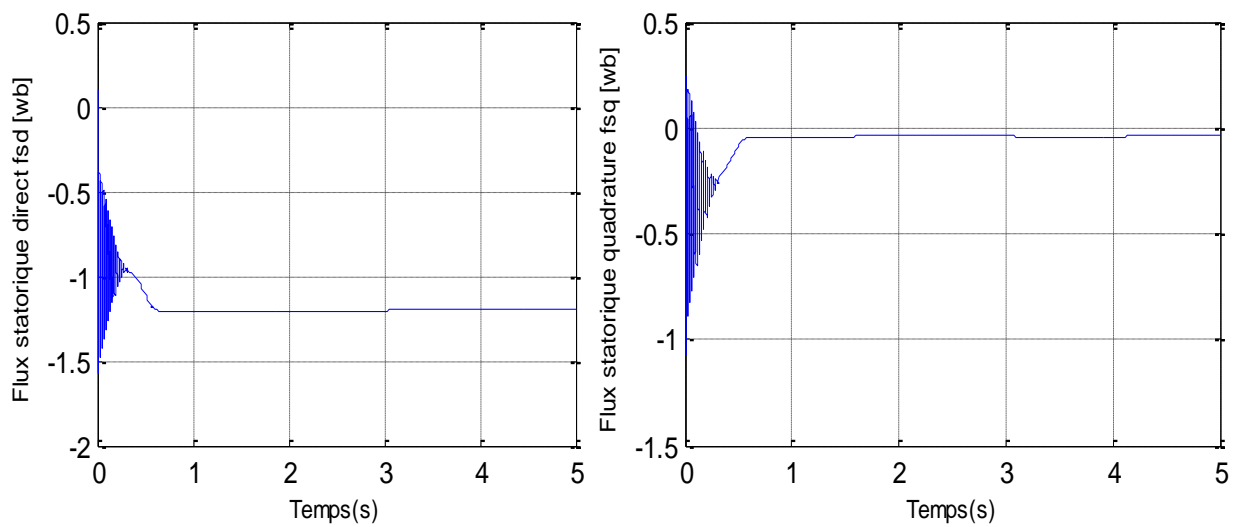
**Fig .I.3 : Le couple électromagnétique et la vitesse mécanique de MADA.**



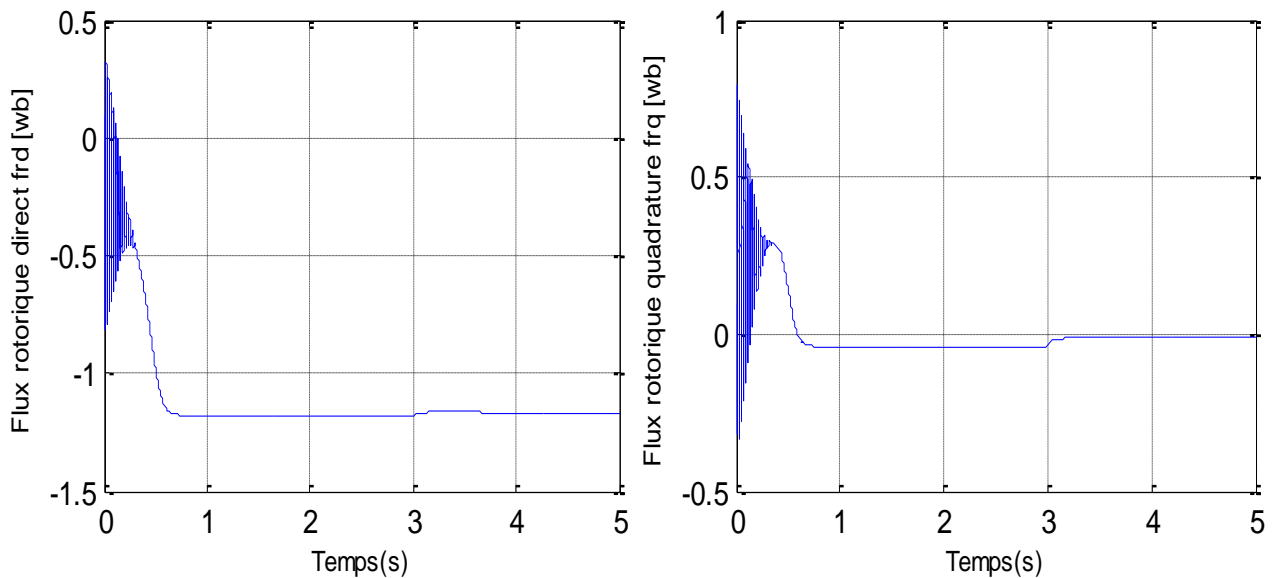
**Fig. I.4 : Les composantes du courant statoriques de MADA.**



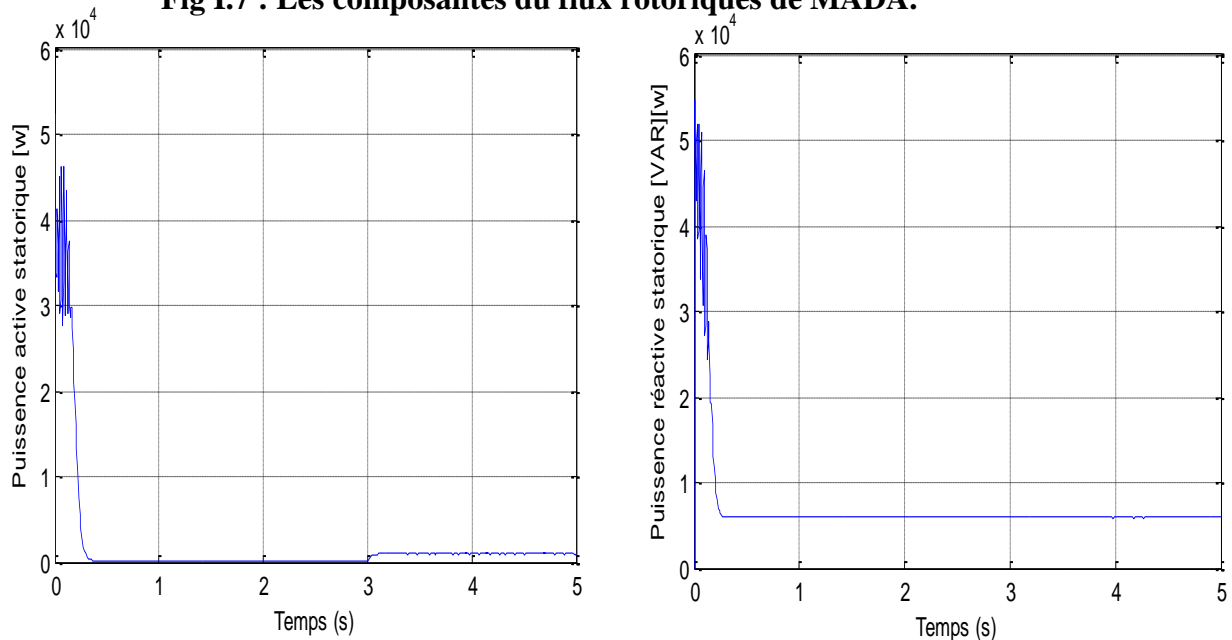
**Figure I.5 : Les composantes du courant rotoriques de MADA**



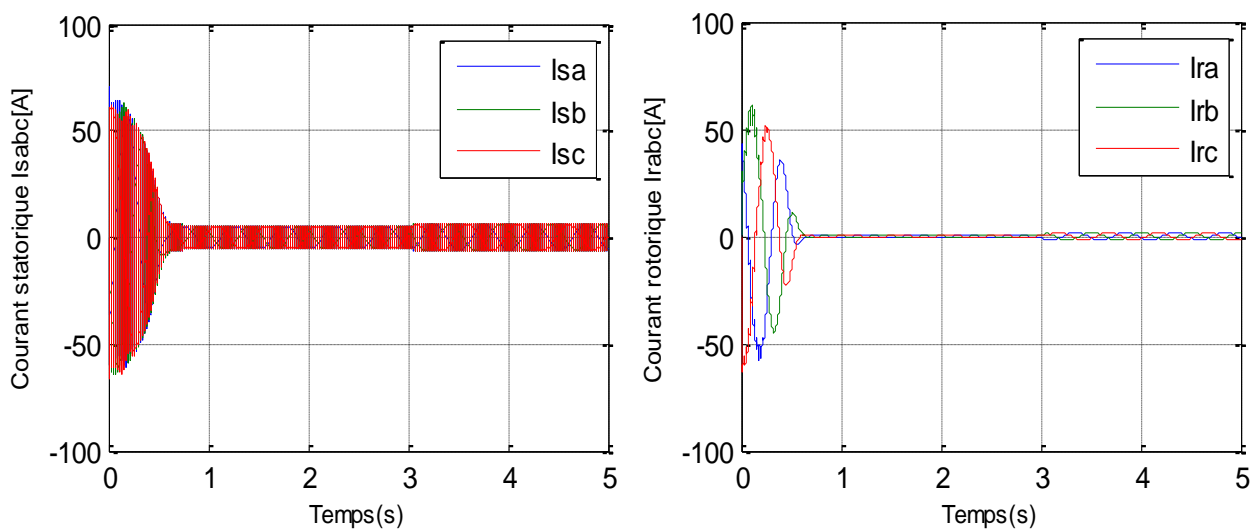
**Fig I.6 : Les composantes du flux statoriques de MADA.**



**Fig I.7 : Les composantes du flux rotoriques de MADA.**



**Fig I.8 : Les puissances actives et réactives statoriques de MADA.**



**Fig I.9 : Les courants statoriques et rotoriques triphasés (a,b,c) de MADA.**

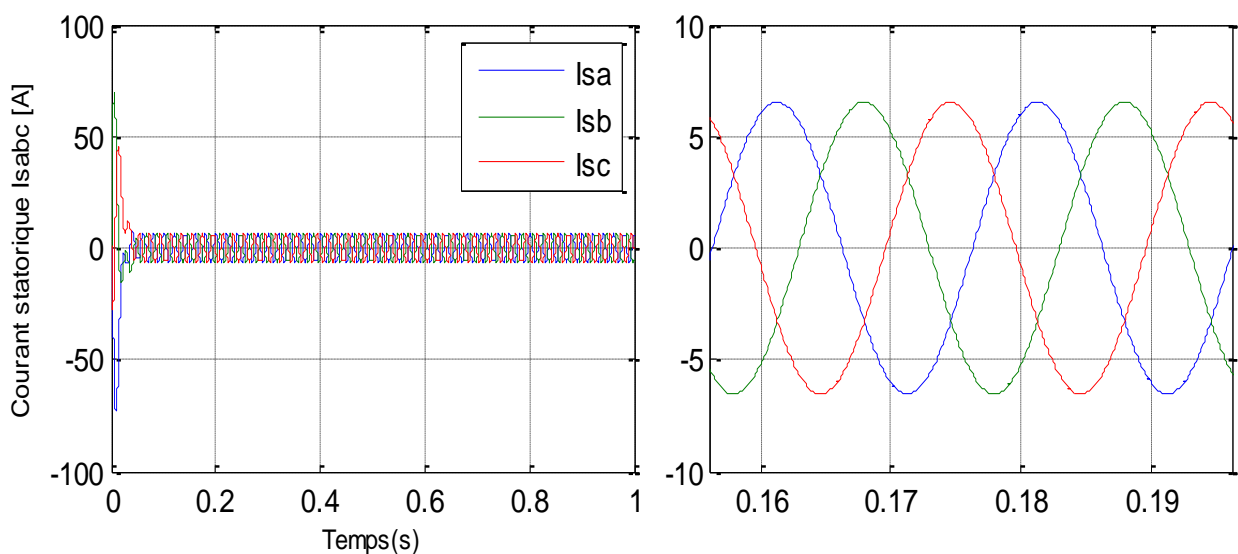
### I.6.2. Interprétations des résultats

La modélisation et la simulation de la MADA ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, le flux et des courants. On remarque que toutes les grandeurs passent par un régime transitoire avant l'établissement du régime permanent. Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants importants. Après le régime transitoire les courants diminuent et à l'instant de l'application de la charge ils augmentent de nouveau.

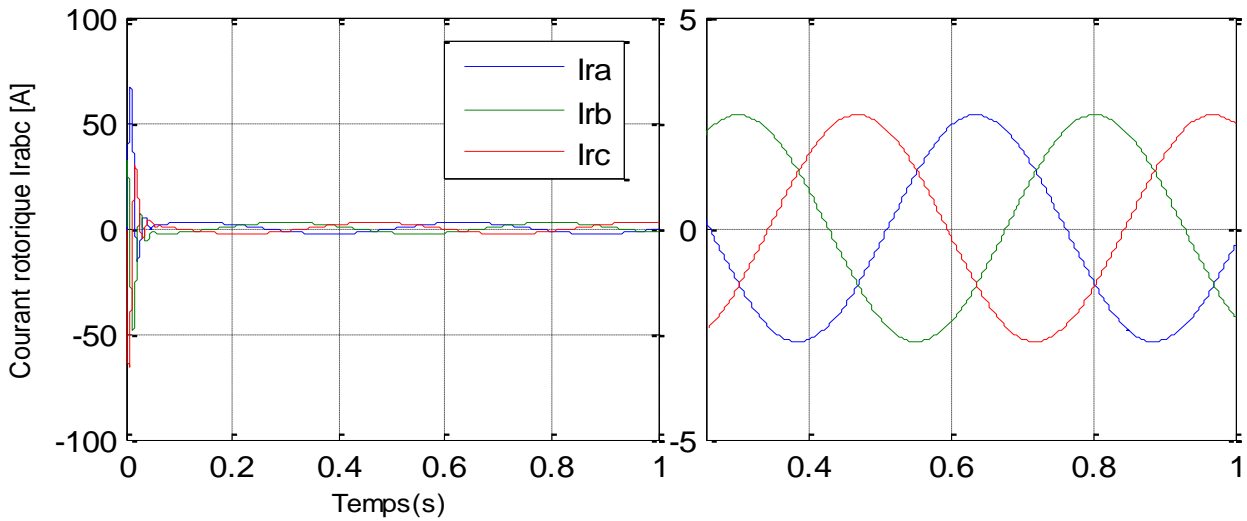
Au démarrage, le couple électromagnétique présente un pic important et des oscillations. Lors de l'application d'un couple résistant se traduit par une augmentation du couple électromagnétique, augmentation de l'amplitude des courants statoriques et une diminution de la vitesse à cause d'un glissement plus important qui se répercute sur les courants rotoriques (vérification de la relation ( $f_r = gf_s$ )).

### I.6.3 Résultats de simulation fonctionnement générateur (GADA)

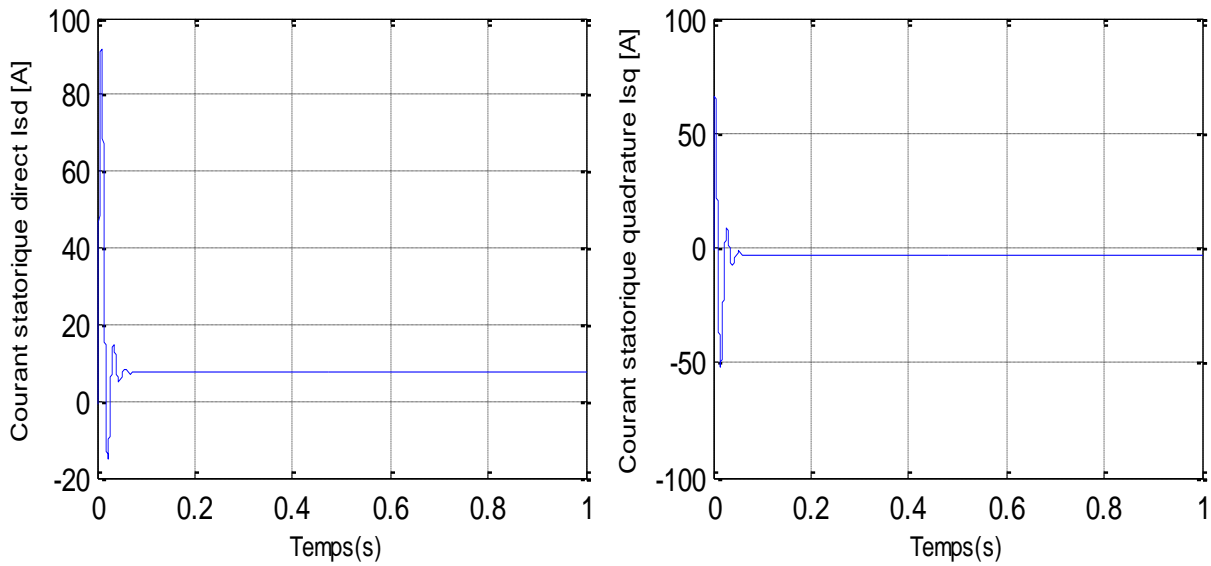
Les résultats de simulation présentée sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus pour le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation fonctionnement générateur "GADA", entraînée à une vitesse fixe égale à 1440tr/min, alimentée directement par deux sources de tension triphasée parfait. L'une au niveau du stator avec une fréquence du réseau qui est 50Hz et d'amplitude de  $(220 \text{ V} \cdot \sqrt{2}; 100 \cdot \pi \text{ rad/s}; 50\text{Hz})$  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.



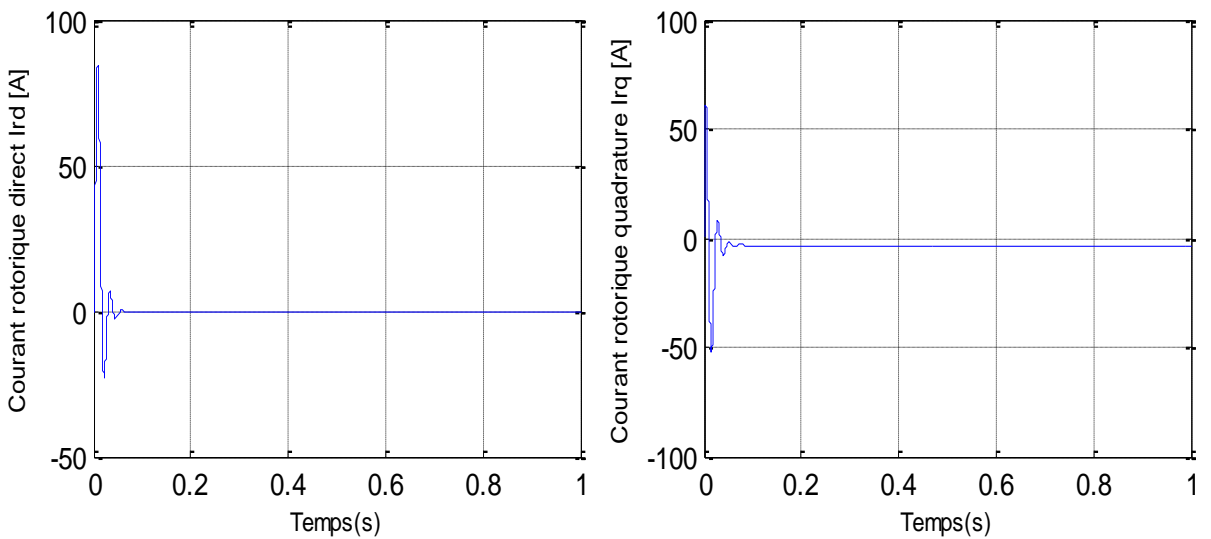
**Fig I.10 : Les courants statoriques triphasés avec zoom.**



**Fig I.11 : Les courants rotoriques triphasés avec zoom.**



**Fig I.12 : Les composantes du courant statoriques de la GADA (d-q).**



**Fig I.13 : Les composantes du courant rotoriques de la GADA (d-q).**

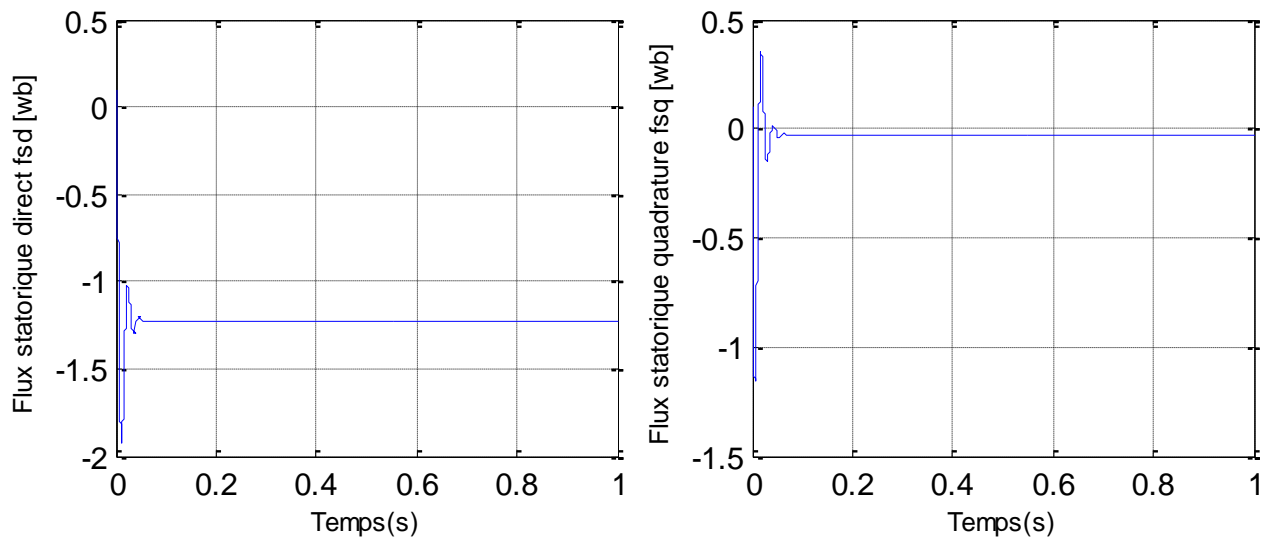


Fig I.14 : Les composantes du flux statoriques de la GADA (d-q).

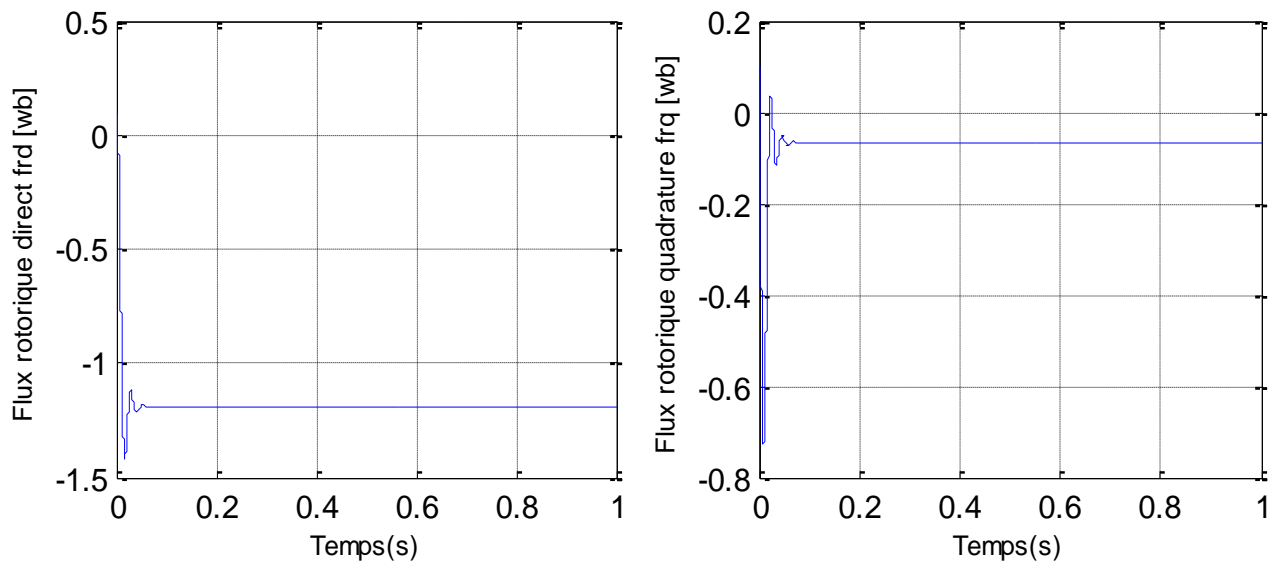


Fig I.15 : Les composantes du flux rotoriques de la GADA (d-q).

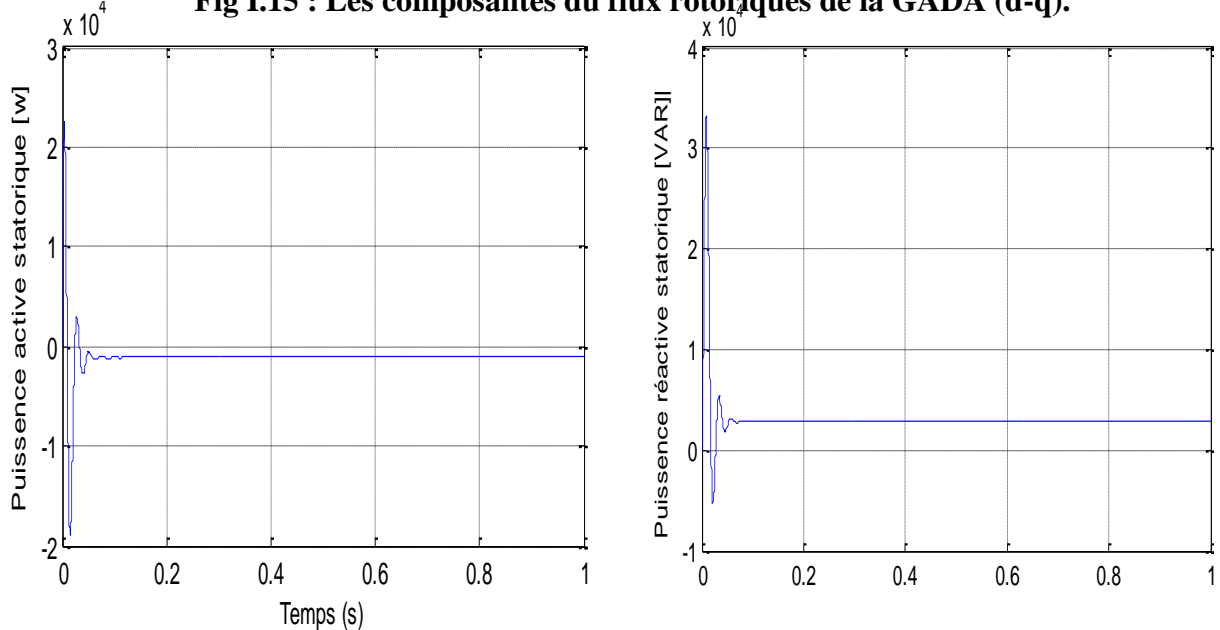
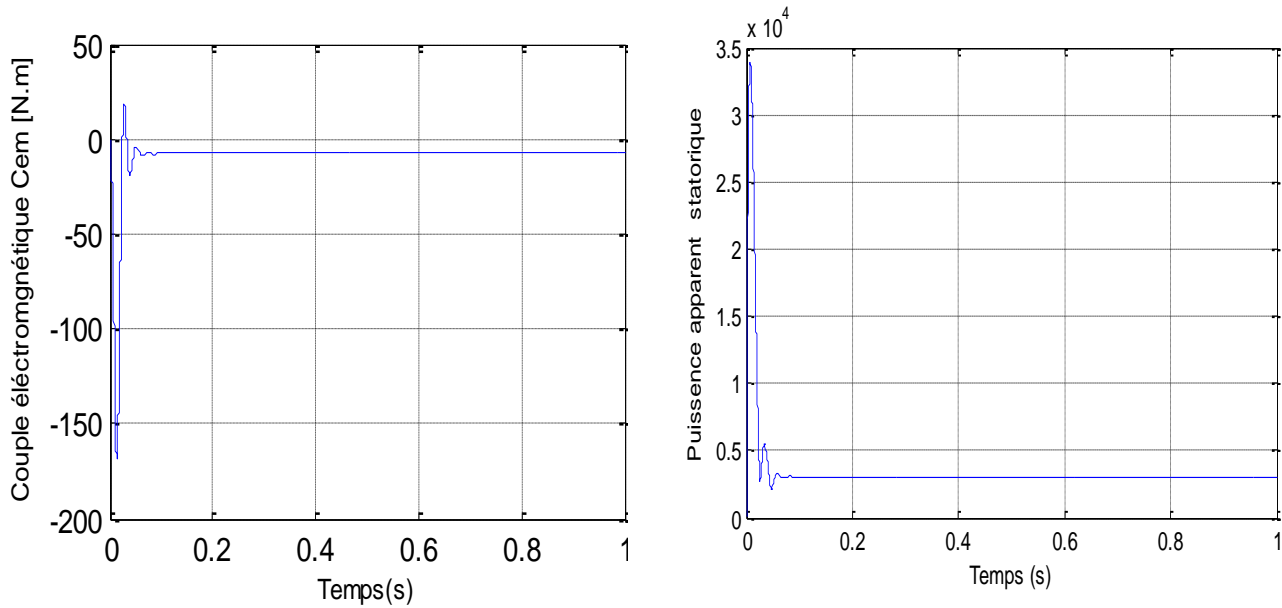


Fig I.16 : Les puissances actives et réactive statoriques de la GADA (d-q).



**Fig I.17 : Couple électromagnétique et la puissance apparente.**

#### I.6.4. Interprétations des résultats :

Les résultats de simulation obtenus montrent l'importance des courants statoriques et rotoriques pendant le démarrage, après un temps égal à environ 0.02 s, ils se stabilisent et prennent leurs formes caractéristiques avec une fréquence de 50 Hz pour les courants statoriques. On remarque que l'augmentation au niveau de la tension rotorique implique d'augmentations au niveau des grandeurs de la machine, et on peut signaler aussi que la tension et la fréquence rotoriques influencent sur les grandeurs de la génératrice, et influencent sur la puissance au niveau de stator. Le couple électromagnétique est négatif au démarrage avec une valeur maximale (-158 Nm).

#### I.7. Conclusion

L'étude de la modélisation nous a permis d'élaborer un modèle mathématique simple et adéquat pour commander la machine asynchrone à double alimentation.

Le modèle de la MADA dans le référentiel lié au champ tournant nous a permis l'analyse de cette machine en régime temporel. Ce choix de référentiel repose sur la stratégie de commande appliquée et les grandeurs à commander.

Dans ce chapitre, nous avons vu que la machine asynchrone à double alimentation triphasée a été ramenée à une machine biphasée équivalente à l'aide d'une transformation de PARK.

Le modèle de la "MADA" est un système à équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps, la transformation de Park nous a permis de le simplifier.

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 en fonctionnement générateur, qui est consacré à la commande vectorielle et l'utilisation de ces lois par un système d'orientation de flux statorique.

---

# CHAPITRE II

---

## II.1 Introduction

La commande vectorielle de la machine à double alimentation est une solution plus attractive pour des applications à haute performance comme l'entraînement à vitesse variable et les systèmes de génération de l'énergie.

Cette solution convient à toutes les applications où les variations de la vitesse sont limitées autour de la vitesse de synchronisme. Puisque la puissance traitée par le côté rotorique (puissance  $P$  de glissement) est proportionnelle au glissement, une conversion d'énergie est possible en utilisant un convertisseur de puissance du côté du rotorique, celui-ci ne traite qu'une petite fraction de puissance du système global, dans les entraînements à vitesses variables [12].

Dans ce chapitre, nous avons utilisé une loi de commande pour la MADA à rotor bobiné alimenté par un onduleur de tension basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour faire fonctionner en génératrice. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations vont permettre d'agir sur les signaux rotoriques en vue de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la machine et le réseau [1].

Pour établir la commande vectorielle de la génératrice, on considère l'hypothèse simplificatrice que les enroulements statoriques ou rotoriques de la machine sont supposés triphasés équilibrés, donc toutes les composantes homopolaire sont nulles.

## II.2 Le principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle 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).

Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent [23]. Dans notre cas le découplage se fait entre la puissance active et réactive du stator, la puissance active dépend uniquement du courant rotorique  $I_{qr}$ , et la puissance réactive dépend uniquement du courant  $I_{dr}$ .

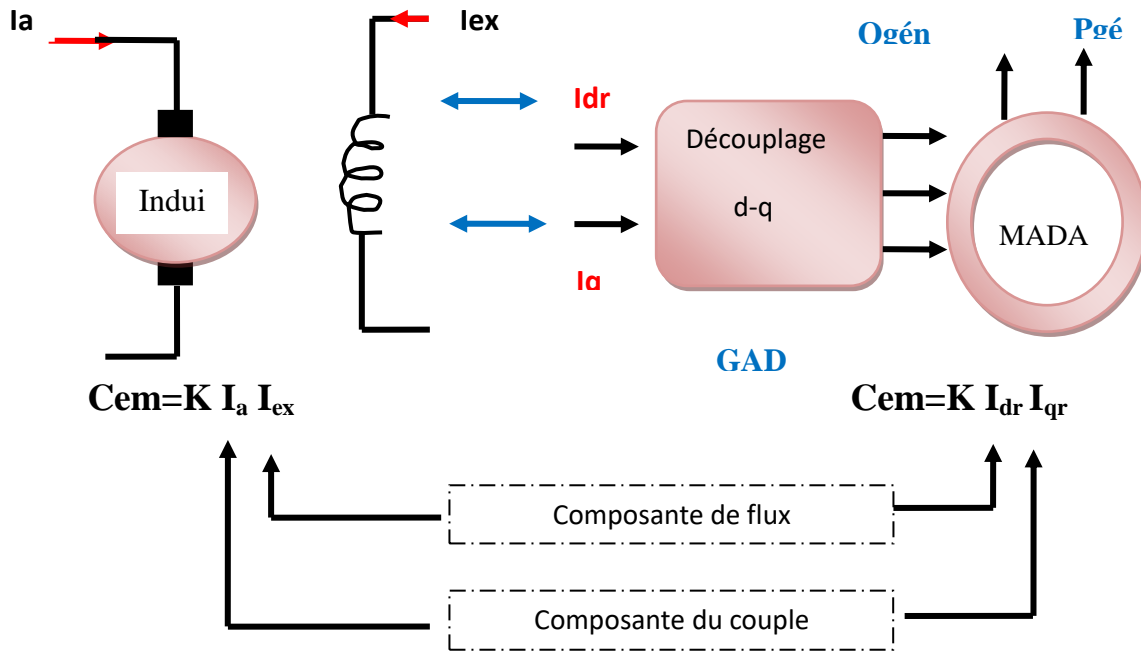


Fig. II.1 Analogie entre MCC à excitation séparée et GADA

### II.3 Modèle de la GADA avec orientation du flux statorique

Dans ce qui suit nous allons supposer que l'axe  $d$  du repère de Park est orienté suivant le flux statorique. Ce choix n'est pas au hasard mais il se justifie par le fait que la machine est souvent couplée à un réseau puissant de tension et de fréquence constante, ce qui entraîne un flux constant au stator de la machine. [24].

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

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad \text{II.1}$$

#### II.3.1 Choix du référentiel pour le modèle diphasé

En choisissant un référentiel diphasé (x,y) lié au champs tournant, et en alignant le vecteur flux statorique  $\varphi_s$ .

Avec l'axe 'd' (afin de réaliser un découplage), nous pouvons écrire : [25]

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \varphi_s \\ \varphi_{qs} = 0 \end{cases} \quad \text{II.2}$$

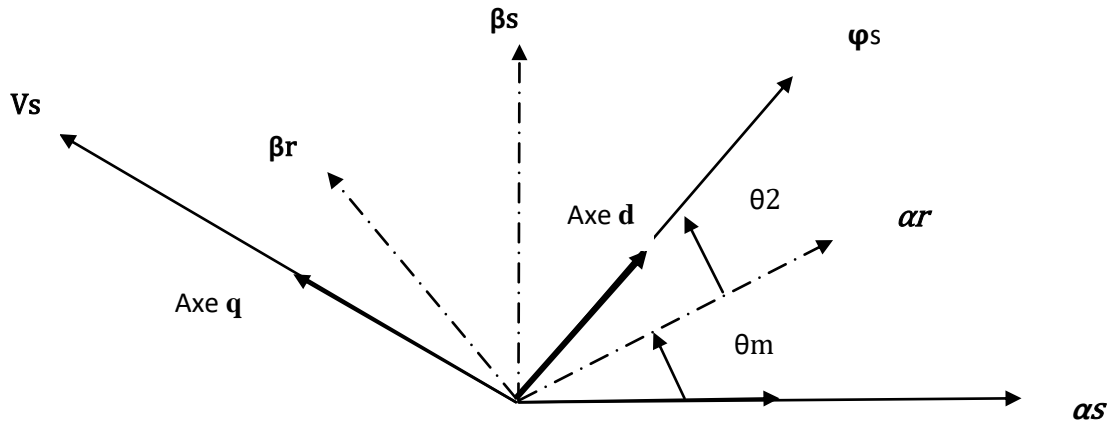


Fig.II.2 Orientation de l'axe d sur le flux statorique.

A travers les équations (II.1) et (II.2) on peut simplifier par le système d'équations comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = -R_s I_{ds} \\ V_{qs} = -R_s I_{qs} + \omega_s \varphi_s \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad \text{II.3}$$

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 [26], [27] :

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = \omega_s \varphi_s = V_s \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad \text{II.4}$$

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

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \varphi_s = -L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \varphi_{qs} = 0 = -L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{dr} - M I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} - M I_{qs} \end{cases} \quad \text{II.5}$$

### II.3. 2 Relation entre les courants statoriques et les courants rotoriques

A partir de l'équation (II.5), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotorique :

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{M}{L_s} I_{dr} - \frac{\varphi_s}{L_s} \\ I_{qs} = \frac{M}{L_s} I_{qr} \end{cases} \quad \text{II.6}$$

### II.3.3 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

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

$$\begin{cases} P_s = -V_{ds} I_{qs} - V_{qs} I_{ds} \\ Q_s = -V_{qs} I_{ds} + V_{ds} I_{qs} \end{cases} \quad \text{II.7}$$

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

$$\begin{cases} P_s = -V_{ds} I_{qs} \\ Q_s = -V_{qs} I_{ds} + V_{ds} I_{qs} \end{cases} \quad \text{II.8}$$

En remplaçant les courants statoriques direct et quadrature par leurs expressions dans les équations des puissances active et réactive, on trouve :

$$\begin{cases} P_s = V_s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot I_{qr} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - V_{qs} \cdot \frac{M}{L_s} \cdot I_{dr} \end{cases} \quad \text{II.9}$$

$$V_{qs} = V_s = \omega_s \cdot \varphi_s \quad \longrightarrow \quad \varphi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$$

Il ressort de l'expression (II.9) 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 [24].



Fig.II.3 Bloc de controle à flux orienté.

### II.3.4 Relations entre les tensions rotoriques et les courants rotoriques

A partir du système d'équation (II.6), les expressions des flux rotoriques peuvent être écrites sous la forme suivante :

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

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

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

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} - g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{dr} + g \frac{V_s M}{L_s} \end{cases} \quad \text{II. 13}$$

En appliquant la transformation de Laplace à ces deux équations, on obtient [21]:

$$\begin{cases} V_{dr} = [R_r + L_r \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot P] I_{dr} - g \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{qr} \\ V_{qr} = [R_r + L_r \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot P] I_{qr} + g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{dr} + g \frac{V_s M}{L_s} \end{cases} \quad \text{II. 14}$$

Avec:

- $V_{dr}$  et  $V_{qr}$ : Sont les composantes déphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques désirés.
- $\left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)$ : est le terme de couplage entre les deux axes. Une synthèse adéquate des régulateurs dans la boucle de commande permettra de les compenser.
- $g \frac{V_s M}{L_s}$ : représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.
- $g$ : Coefficient de glissement.

A partir des systèmes d'équations (II.9) et (II.14), nous pouvons élaborer le modèle de la machine MADA pour le contrôle des puissances tel qu'il est présenté par le schéma bloc (figure II.3).

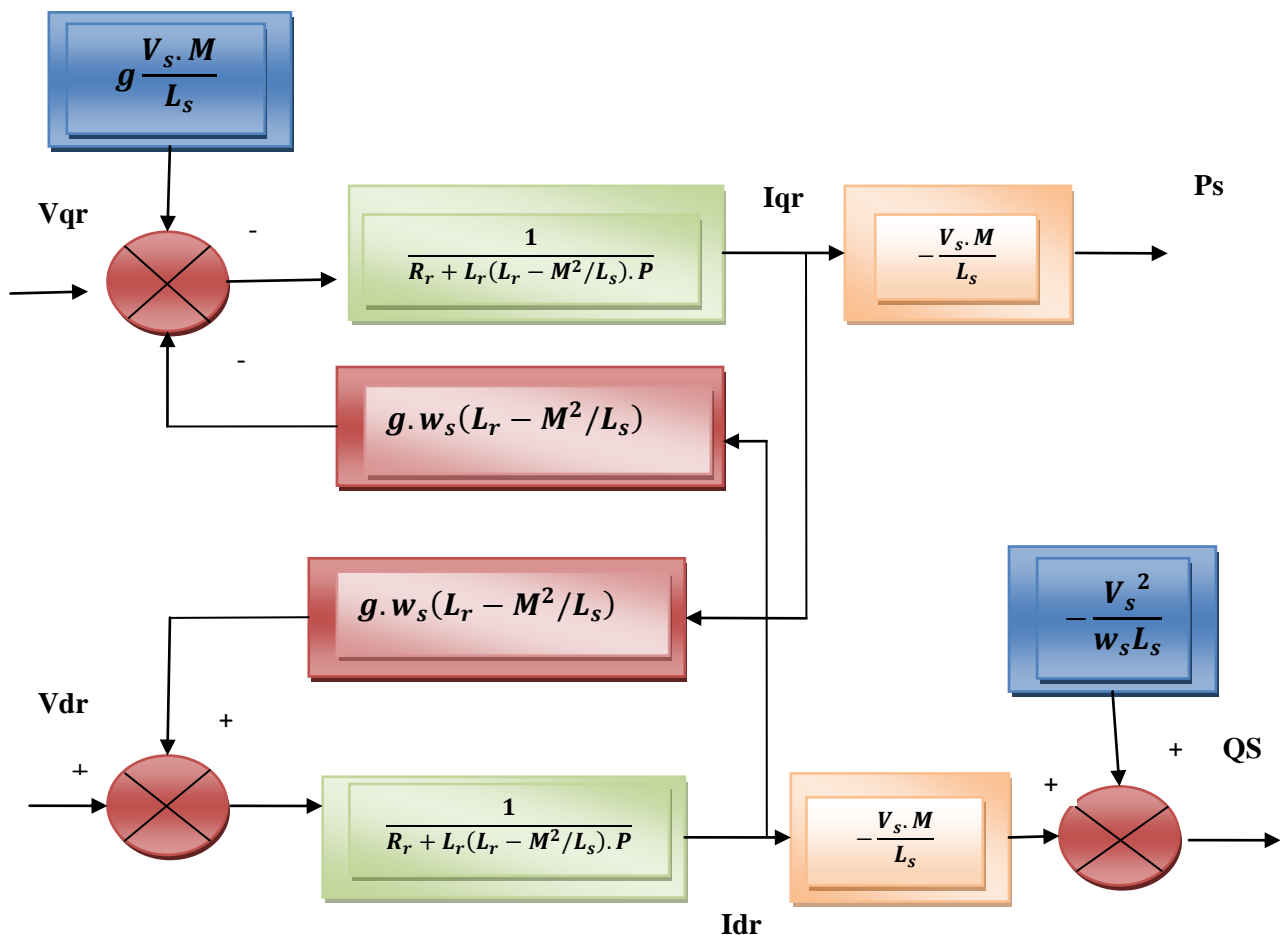


Fig.II.4 Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances (système interne)

Dans ce schéma, nous avons fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances actives et réactive statoriques. Ce qui nous permet de mettre en place une commande vectorielle, étant donné que l'influence du couplage est minime, chaque axe peut être commandé indépendamment avec son propre régulateur [28].

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 [25].

### II.3.5 Type des régulateurs utilisés

Nous allons maintenant procéder à la synthèse de régulateurs nécessaires à la réalisation de la commande en puissance active et réactive de la MADA. Le régulateur Proportionnel-

Intégral (PI) reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice, ainsi que dans de nombreux système de régulation industriels. Les régulateurs de chaque axe a pour rôle d'annuler l'écart entre les puissances active et réactive de référence et les puissances active et réactive mesurées [30].

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

Avec :

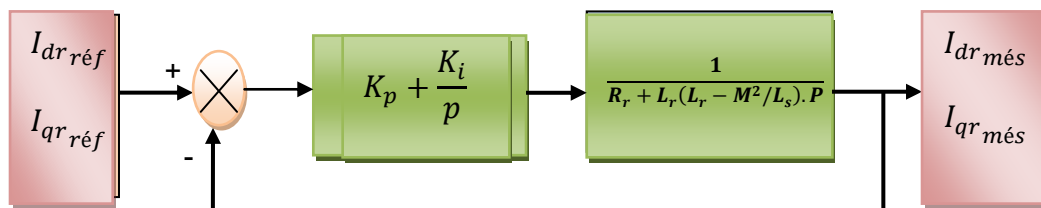
$K_p$  est le gain proportionnel du régulateur.

$K_i$ : est le gain intégral du régulateur.

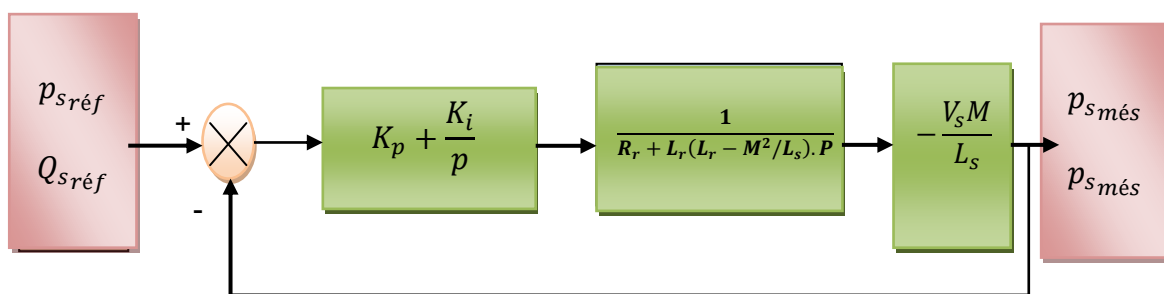
Si on considère la fonction du transfert suivante :  $F(p) = \frac{K}{1+\tau p}$

Nous avons donc un système bouclé et corrigé par le régulateur précédemment cité (figure (III.4)).

➤ **Système régulé par un régulateur PI**



a) Schéma de la régulation des courants rotoriques.



b) Schéma de la régulation des puissances statoriques

Fig. II.5 Schéma de la régulation.

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

$$FBO(p) = \frac{k(k_p + \frac{k_i}{p})}{1 + \tau p} = \left( \frac{k(k_p + k_i)}{p(1 + \tau p)} \right) = \frac{k.k_i(1 + \frac{k_p.p}{k_i})}{p(1 + \tau p)}$$

On prend  $\tau = \frac{k_p}{k_i}$

Alors  $FBO(p) = \frac{k.k_i}{p}$

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit comme suit :

$$F_{BF}(p) = \frac{1}{1 + \tau_r p}$$

Et on a  $F_{BF}(p) = \left( \frac{k.k_i}{1 + k.k_i} \right) = \left( \frac{1}{1 + \frac{1}{k.k_i} p} \right) \rightarrow \tau_r = \frac{1}{k.k_i}$

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  $k_i = \frac{k_p}{\tau_r}$       Alors  $\tau_r = \frac{\tau_r}{k.k_p}$

Donc  $\left\{ \begin{array}{l} k_p = \frac{\tau}{\tau_r k} \\ k_i = \frac{1}{\tau_r k} \end{array} \right.$

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

## II.4 Les types de commande vectorielle

L'utilisation de la commande vectorielle des machines asynchrones à double alimentation dans les applications dans l'énergie éolienne nécessite une haute performance

dynamique concernant la commande du couple et de la vitesse. Pour cela, nous devons connaître, avec exactitude, le vecteur flux statorique (amplitude et phase). Deux méthodes ont été développées soit :

- ✓ La commande vectorielle directe.
- ✓ La commande vectorielle indirecte [26].

#### II.4.1 Commande vectorielle directe

Dans le contrôle vectoriel direct, l'idée sur la régulation consiste à contrôler indépendamment et directement les puissances  $P_s$  et  $Q_s$  de la GADA, dans lequel on négligera les termes découplages.

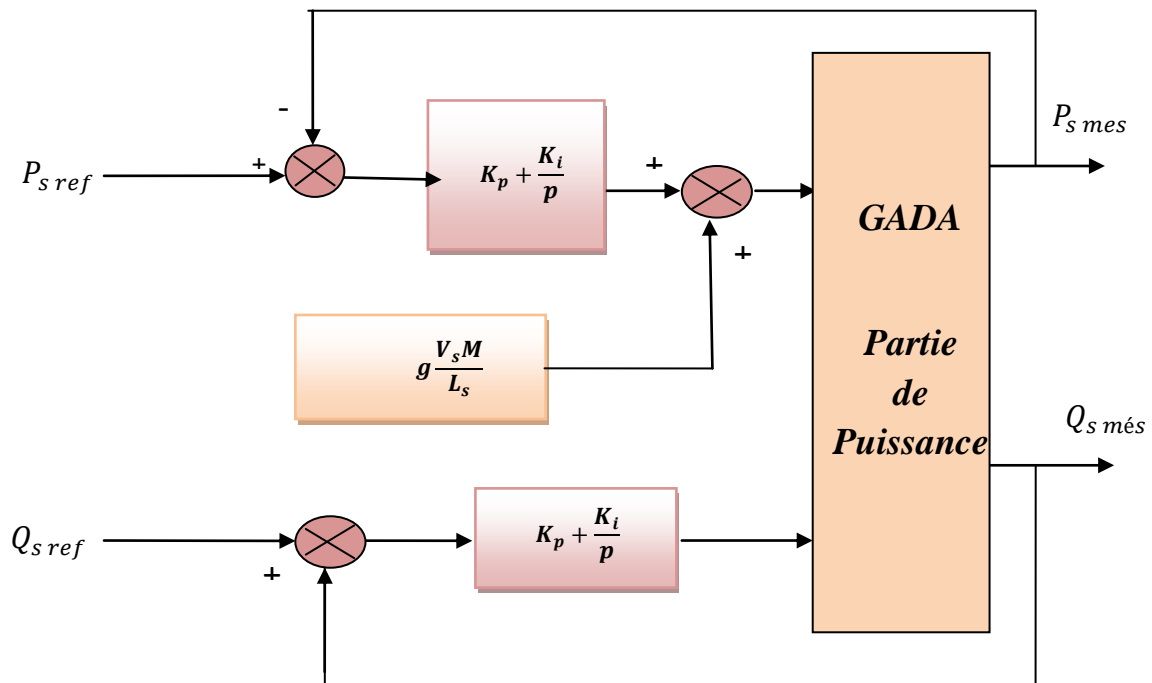


Fig. II.6 Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée

#### II.4.2 Commande vectorielle indirecte

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.

##### II.4.2.1 Commande en boucle ouverte

La commande en boucle ouverte est essentiellement basée sur l'hypothèse d'un réseau stable en tension et en fréquence, elle consiste à asservir non plus les puissances mais plutôt

indirectement les courants rotoriques en n'utilisant non plus les puissances mesurées comme retour sur le comparateur mais les courants rotoriques d'axe d et q [22].

A partir des expressions de la puissance active et réactive statoriques du système (III.8) on déduit les références des courants rotoriques direct et quadrature suivant les relations.

$$\begin{cases} I_{qr-ref} = \frac{L_s}{V_s M} P_{s-ref} \\ I_{dr-ref} = \frac{L_s}{V_s M} \varphi_{s-ref} + \frac{V_s}{L_s W_s} \end{cases} \quad \text{III. 15}$$

Ces courants seront utilisés comme références à la place des références sur les puissances active et réactive, on aboutit alors au schéma bloc ci-dessous.

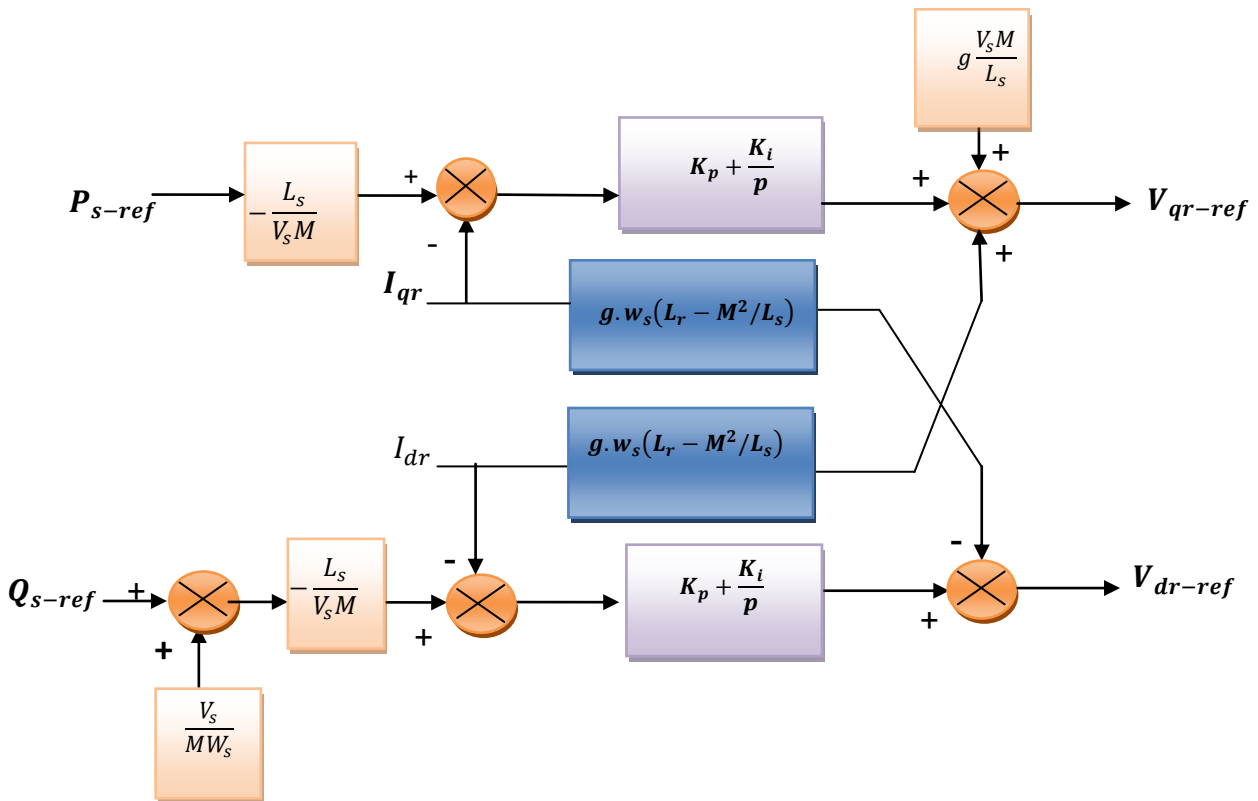


Fig. II.7 Schéma bloc de la commande indirecte en boucle ouverte.

Cette configuration reste fiable tant que le réseau électrique reste stable en tension et en fréquence. Une instabilité du réseau va donc provoquer une erreur sur le suivi des consignes des puissances active et réactive.

II.4.2.2 Commande en boucle fermée

Pour réguler les puissances de manière optimale, nous allons mettre en place deux boucles de régulation sur chaque axe avec un régulateur proportionnel intégral pour chacune, une boucle sur la puissance et l'autre sur le courant correspondant tout en compensant les termes de perturbations et de couplages apparaissant sur le schéma bloc du modèle de la MADA [27].

Nous obtenons ainsi la structure de commande présentée sur la figure suivante :

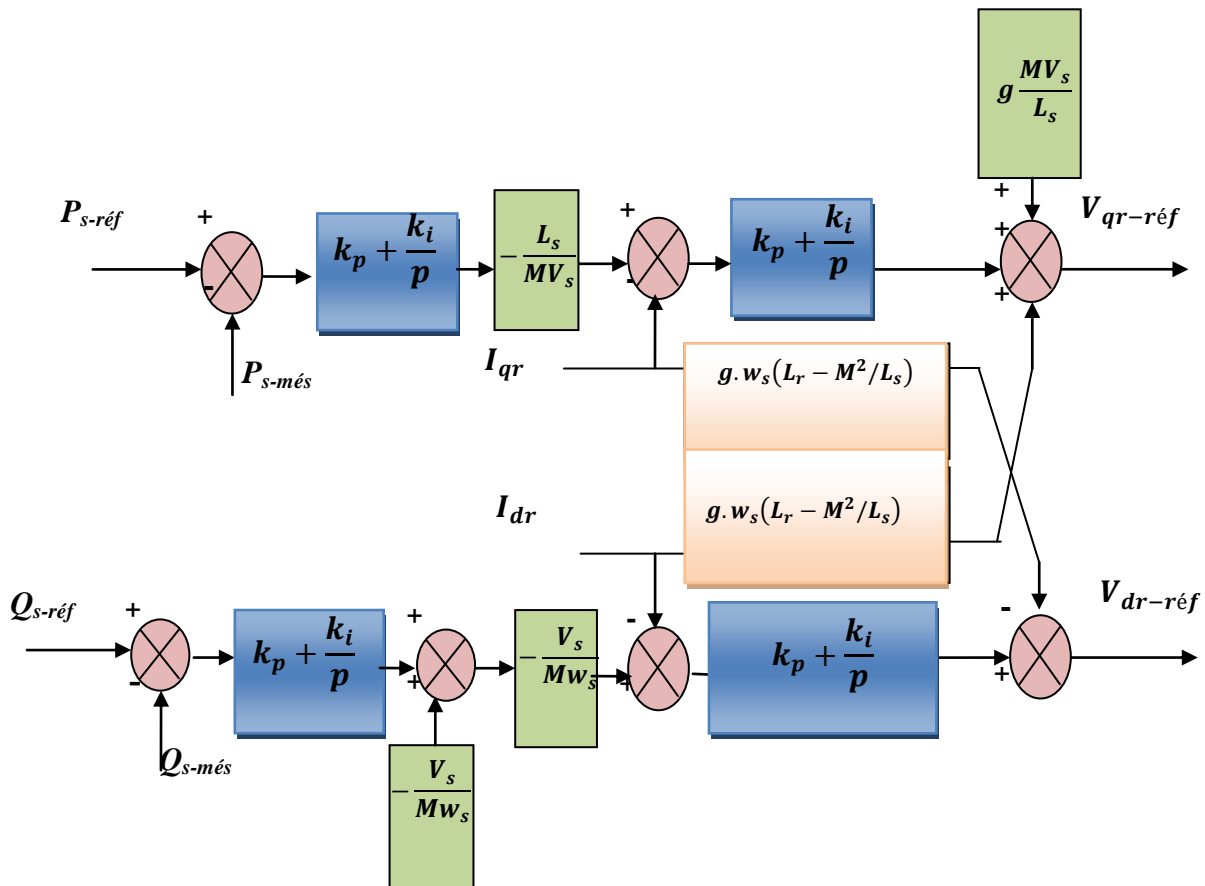


Fig. II.8 Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée.

II.5 Résultats de simulation

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, 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  $t = 4s$ . 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 : 1440tr/min .

II.5.1 Résultats de simulation sans ondulateur

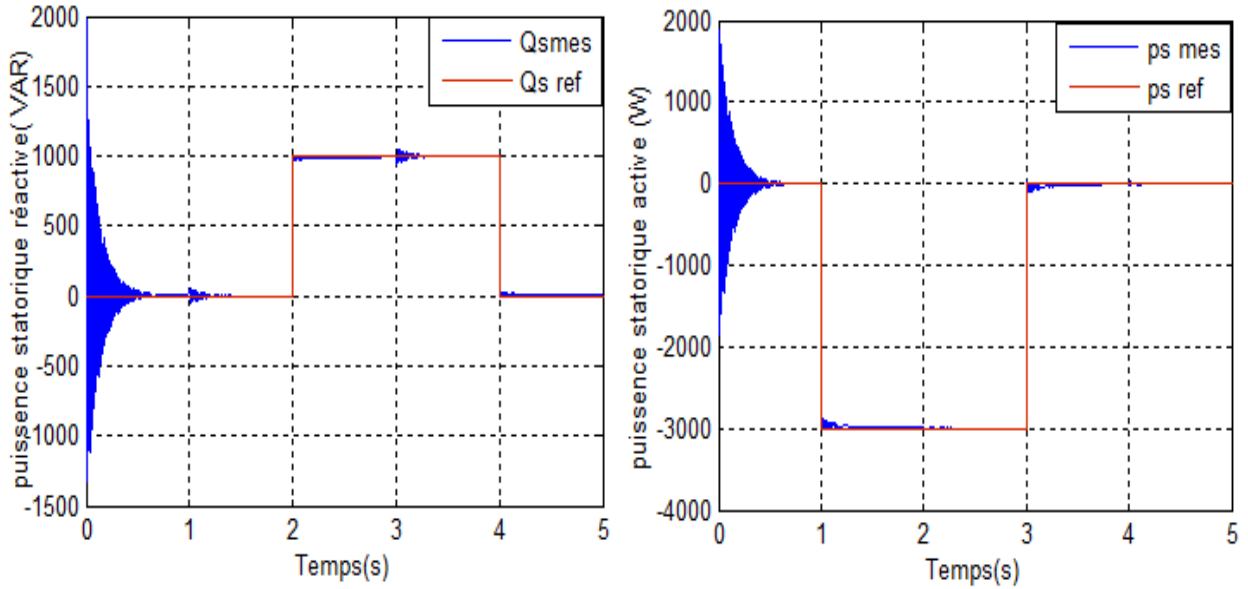


Fig. II.9 Les puissances active et réactive statorique et sont références.

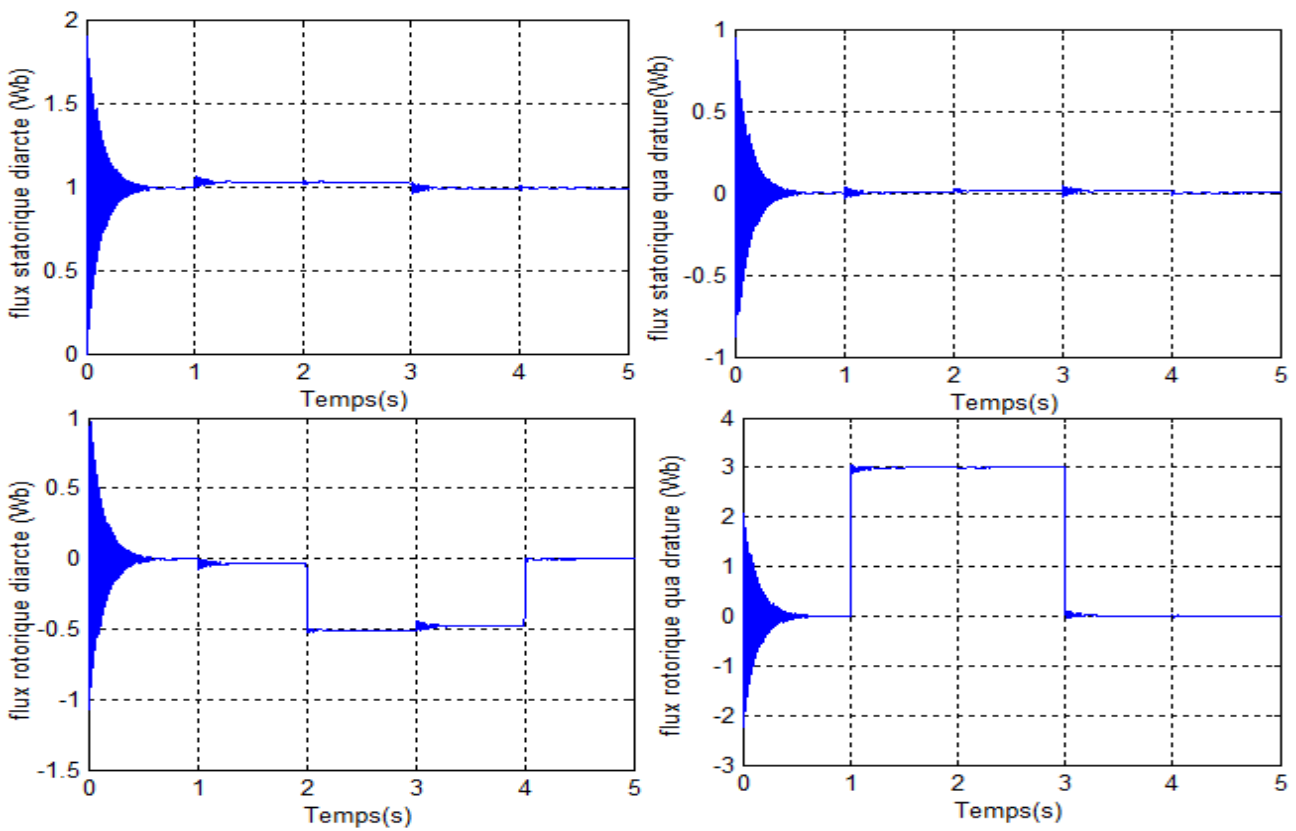


Fig. II.10 Les composantes du flux rotorique et statorique.

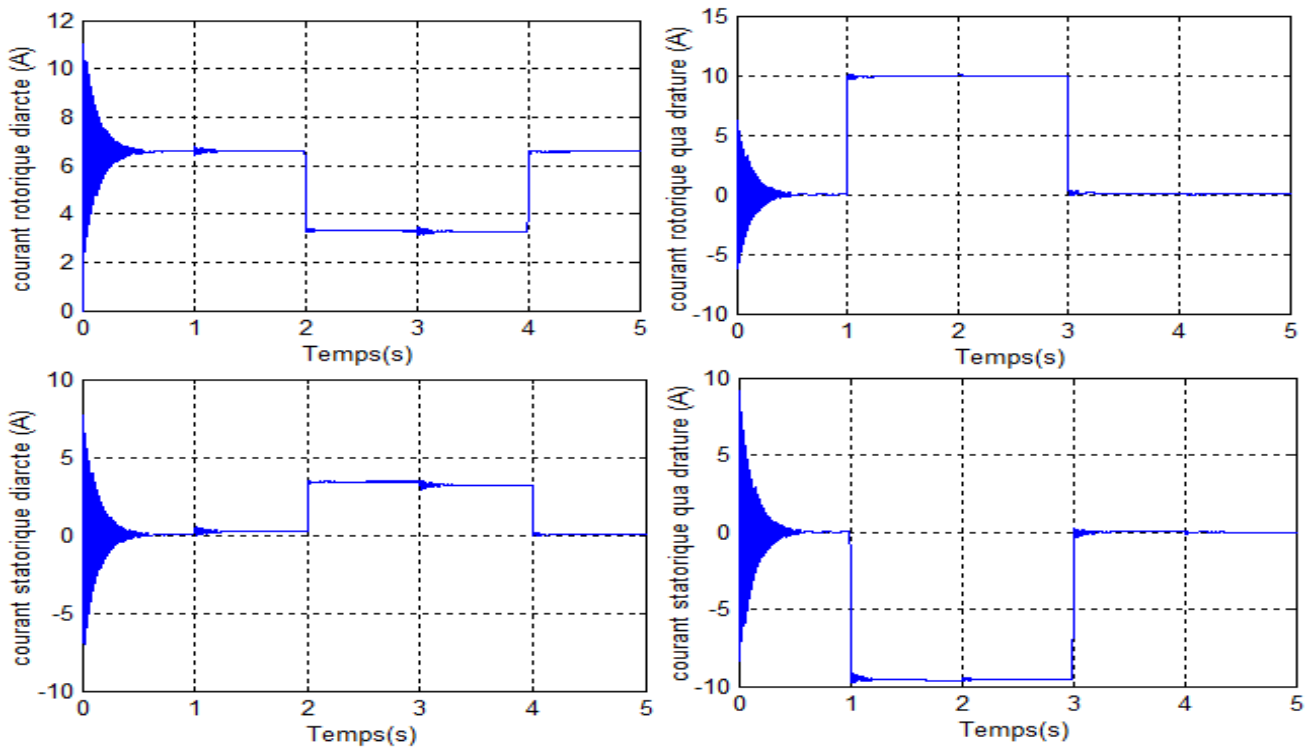


Fig.II.11 Les composantes du courant rotorique et statorique.

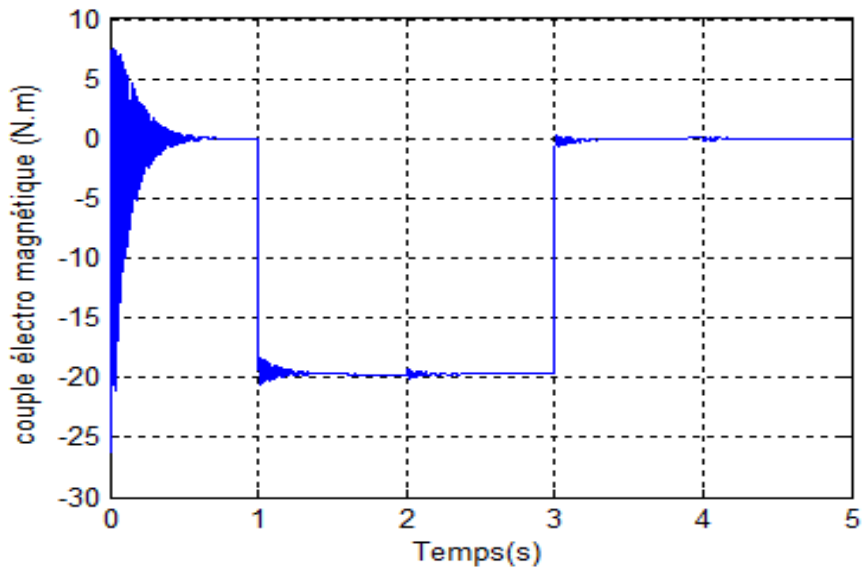


Fig.II.12 Le couple électromagnétique.

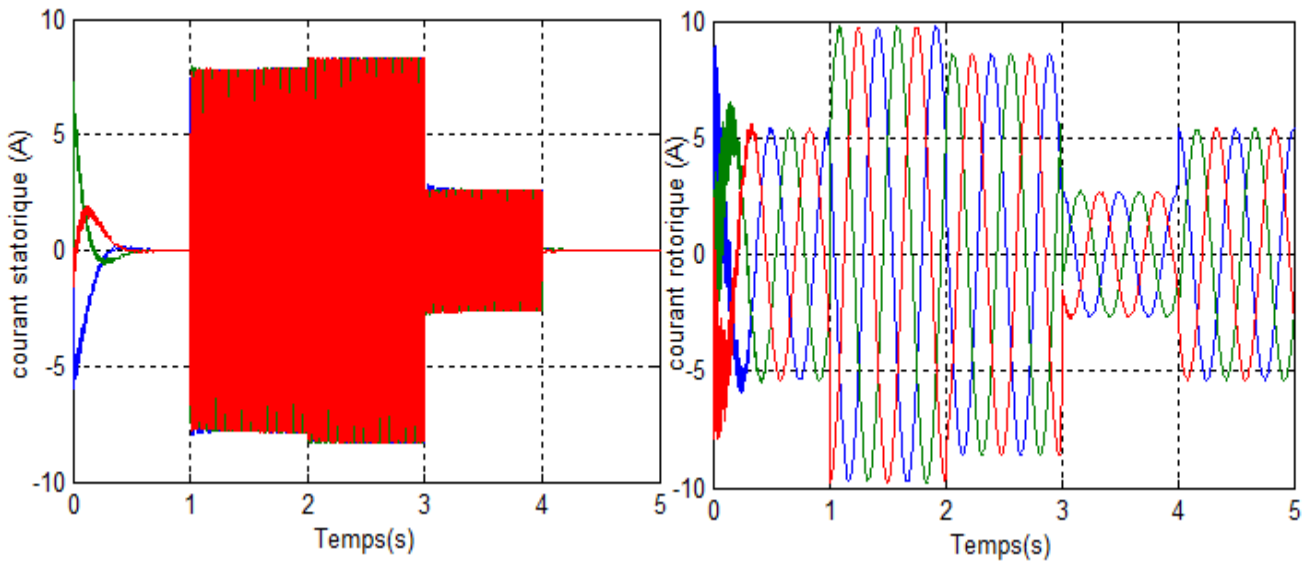


Fig. II.13 Les courants rotoriques triphasés.

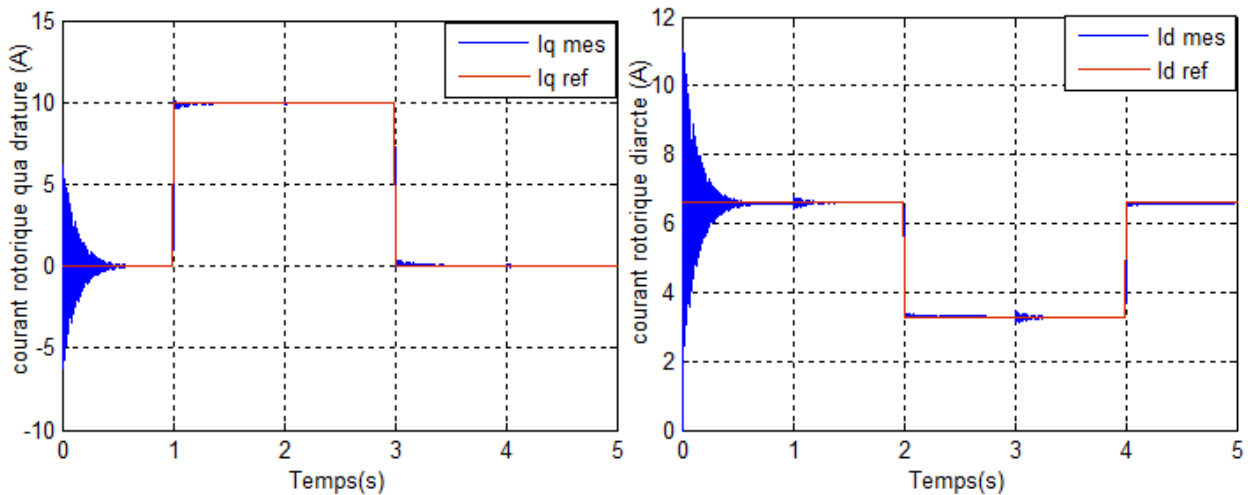


Fig. II.14 Courant rotorique selon l'axe d et q

### II.5.1 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation présentent les différentes courbes obtenus par la commande des puissances actives et réactives générées au niveau du stator de la GADA, cette commande permet de découpler les expressions de la puissance actives est réactives du générateur ou en core celle du flux et du couple. La composante quadrature du courant rotorique  $I_{qr}$  contrôle le couple électromagnétique, et la composante directe  $I_{dr}$  contrôle la puissance réactive échangée entre le stator et le réseau.

- Nous pouvons constater que le flux statorique suit sa référence suivant l'axe(d) avec une composante quadrature presque nulle, ce qui signifie que découplage de la machine est réalisé avec succès.
- La puissance active du côté statorique est négative entre les instant  $t=1s$  et  $t=3s$  ce qui signifie que le réseau dans ce cas est un récepteur de l'énergie fournie par la GADA.
- La puissance réactive est nulle entre les instant  $t = 1s$  et  $t=2s$  c'est une condition de fonctionnement de la GADA pour avoir un facteur de puissance unitaire .On retrouve ainsi le découplage si avantageux des moteurs à courant continu .
- Le couple électromagnétique dépend directement de la puissance active et ceci traduit par sa forme identique de celle de la puissance active  $P_s$ .

Dans ce cas, on peut conclure que la puissance active est une conséquence du couple électromagnétique; alors que la puissance réactive est une conséquence de l'excitation du circuit rotorique.

## II.6 Onduleur de tension

L'onduleur est un convertisseur statique d'énergie permettant d'onduler la tension du bus continu et la fournir au bobinage du rotor. La tension de sortie d'un onduleur a une forme d'onde périodique qui n'est pas sinusoïdale, mais qui peut être très proche de la forme d'onde souhaitée avec une fréquence désirée.

Cette hypothèse nous permet de faciliter la commande du convertisseur. Ainsi la bidirectionnalité de la puissance entre le rotor et le réseau est possible à travers un niveau de tension du bus continu supérieur à la valeur crête de la tension ondulée toujours par soucis de simplification, l'onduleur utilisé est à deux niveaux (Figure II. 14) car dans le cadre de cette étude nous avons pour but d'amélioreront la qualité des tensions ondulées par la diminution des harmoniques [29]

### II.6.1 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux :

La commande des onduleurs MLI à deux niveaux de tension pilotant en vitesse variable des machines asynchrones de moyenne et grande puissance ont permis d'améliorer sensiblement ses performances [30].

Le rotor de la GADA est connecté au bus continu par l'intermédiaire d'un onduleur de tension (Figure II.15). La tension de sortie de ce dernier est contrôlée par une technique de

modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur. 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 [30].

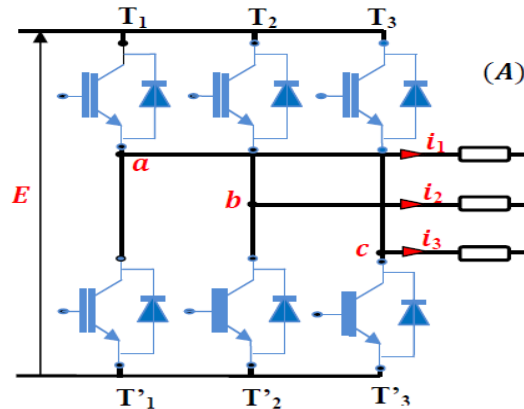


Fig II.15 Onduleur à deux niveaux utilisant des transistors [27].

La symétrie des onduleurs à deux niveaux permet leur modélisation par bras. Après avoir modéliser chaque couple transistor – diode par un seul interrupteur bidirectionnel «  $k_i$  » ( $i=1, 2, 3, 4, 5, 6$ ). Il devient possible de déduire un modèle complet de l'onduleur

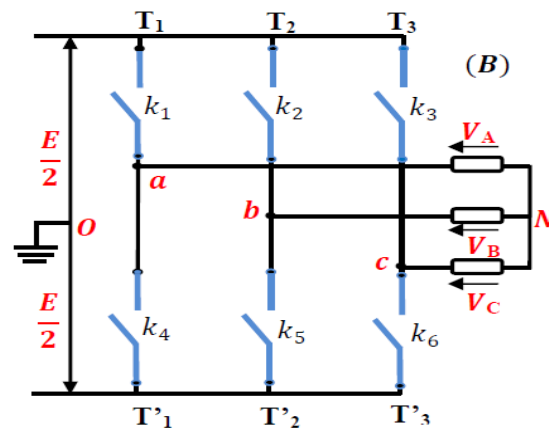


Fig II.16 Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux[27].

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur, on supposera que [31],[32]:

- ✓ 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:

$$\begin{cases} V_A = V_{ao} + V_{on} \\ V_B = V_{bo} + V_{on} \\ V_C = V_{co} + V_{on} \end{cases} \quad \text{II.16}$$

Avec :  $V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$ : sont les tensions d'entrée entre le point milieu et le point considéré.

✚  $V_A, V_B, V_C$ : Les tensions de phase.

✚  $V_{on}$ : La tension fictive entre le neutre et le point milieu.

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:

$$V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + 3V_{on} \quad ; \quad V_{on} = -\frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad \text{II.17}$$

On remplace (II. 16) dans (II. 17), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad \text{II.18}$$

On peut écrire le système (II. 17) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad \text{II.19}$$

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

$$\text{Avec} \quad \begin{cases} V_{ao} = \frac{E}{2}S_1 \\ V_{bo} = \frac{E}{2}S_2 \\ V_{co} = \frac{E}{2}S_3 \end{cases} \quad \text{II.20}$$

$$\text{telque} \quad \begin{cases} s_1 = 1 \quad \text{si} & k_1 \text{ fermé sinon} & S_1 = -1 \\ s_2 = 1 \quad \text{si} & k_2 \text{ fermé sinon} & S_2 = -1 \\ s_3 = 1 \quad \text{si} & k_3 \text{ fermé sinon} & S_3 = -1 \end{cases} \quad \text{II.21}$$

On remplace (II. 20) dans (II. 19) on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad \text{II.22}$$

Le système (II.22) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI.

**II.6.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion :**

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) avec l'onde triangulaire (porteuse). La comparaison entre les ondes de références et l'onde triangulaire détermine l'état des interrupteurs du circuit de puissance (ouverture et fermeture) Figure (II.21) [33],[34].

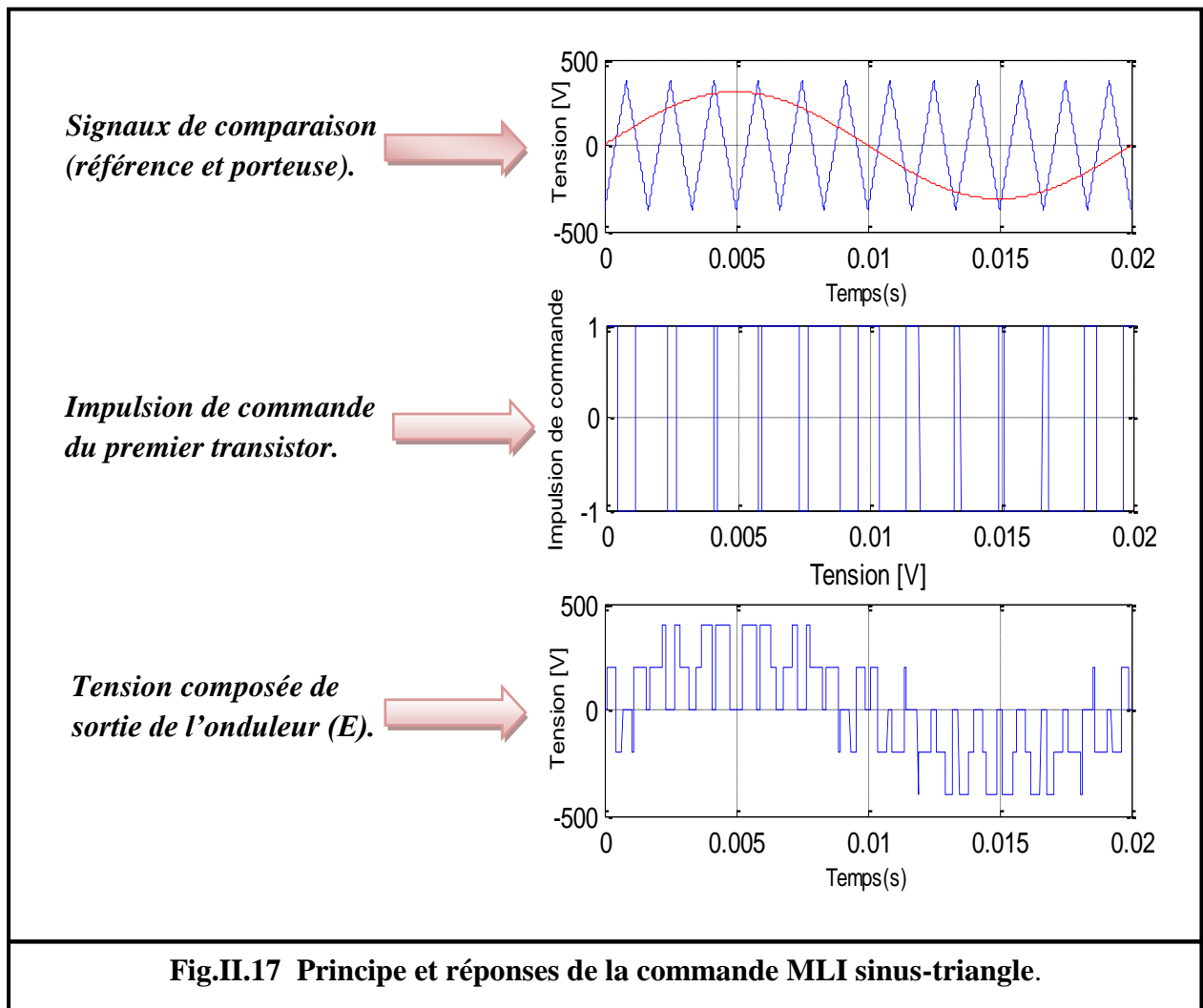


Fig.II.17 Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.

Cette commande est caractérisée par deux paramètres :

- ❖ L'indice de modulation " $m$ " qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse  $f_p$  sur la fréquence de la tension de référence  $f$ :

$$m = \frac{f_p}{f}$$

- ❖ Le taux de modulation " $r$ " qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence et celle de la porteuse.

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p}$$

Si " $m$ " est un multiple de trois nous pouvons éliminer les harmoniques d'ordre trois qui causent les majeurs inconvénients de cette technique.

### II.6.3 Résultats de simulation avec onduleur :

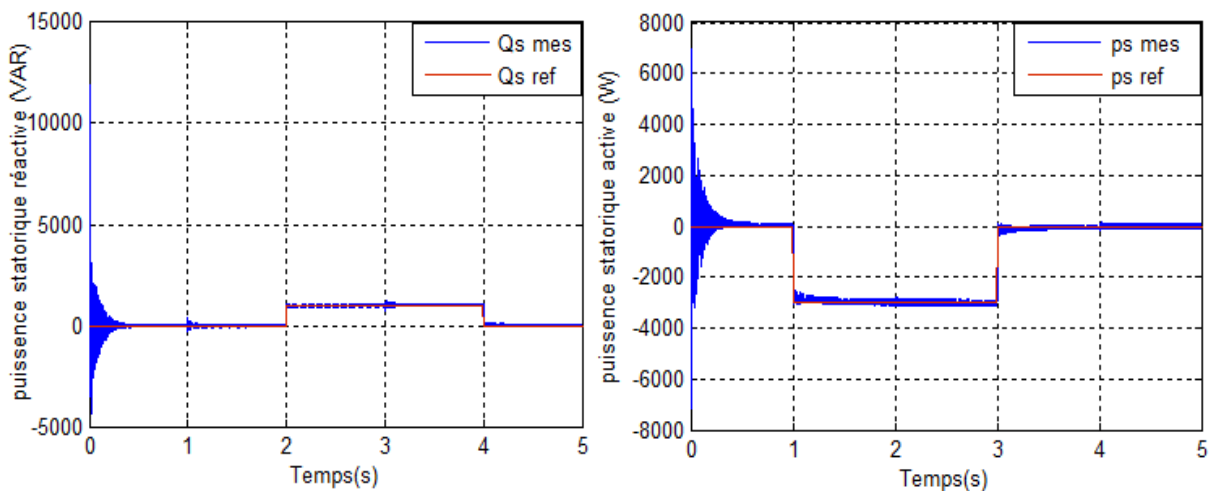


Fig.II.18 Les puissances active et réactive statorique et sont référence.

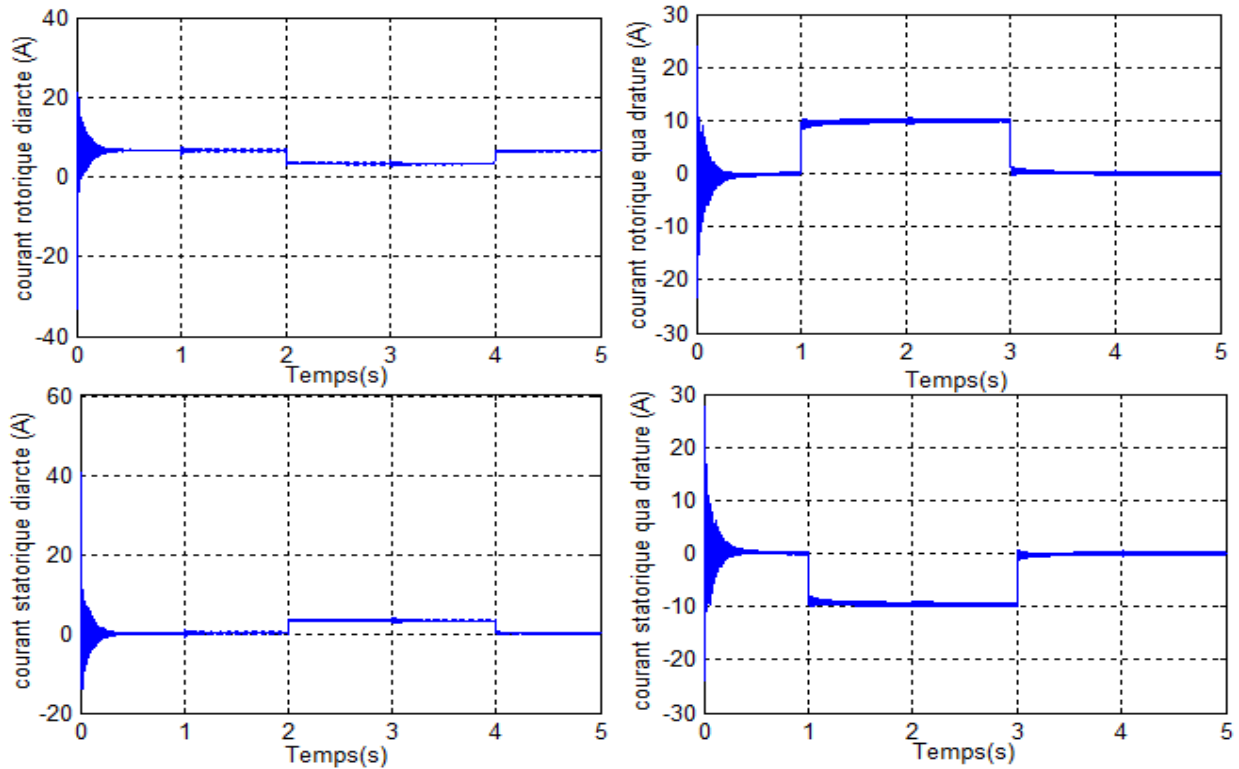


Fig. II.19 Les composantes du courant rotorique et statorique .

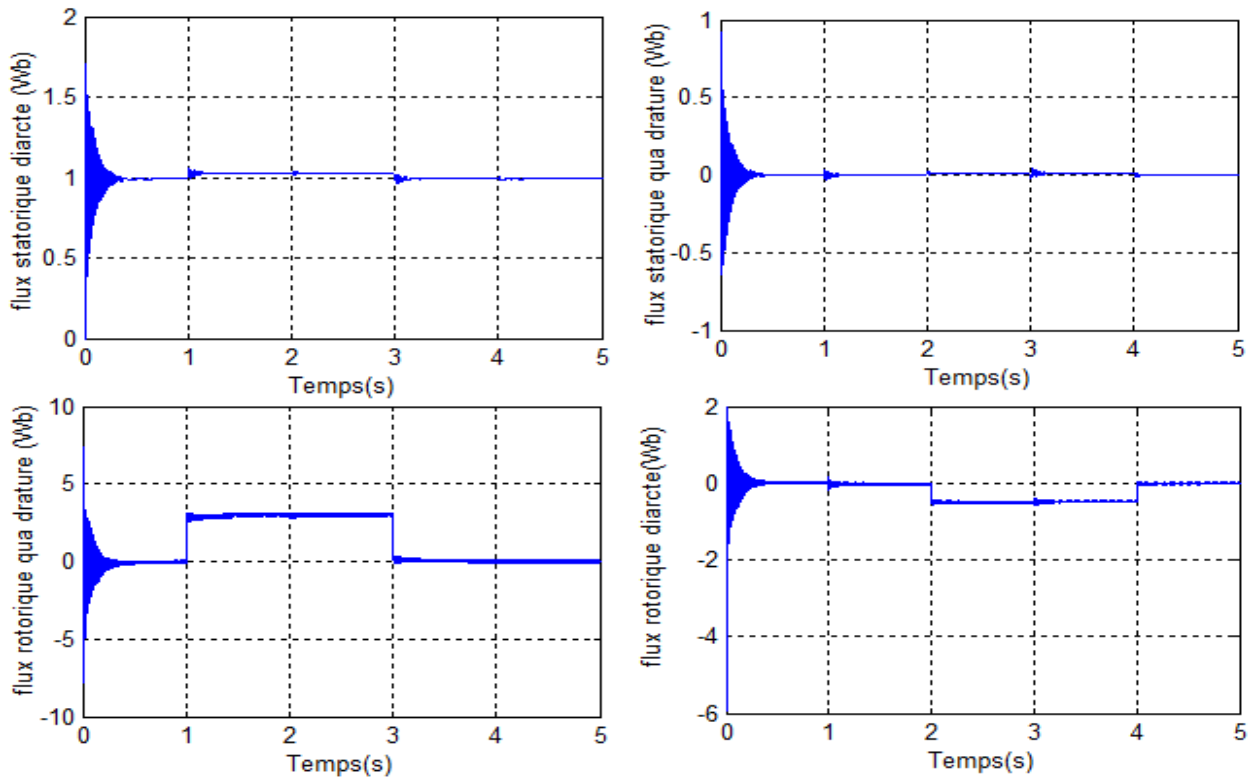


Fig.II.20 Les composenets du flux statorique et rotorique.

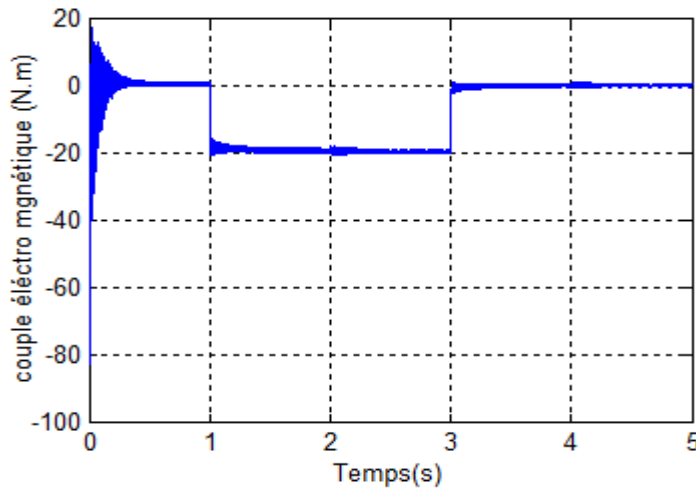


Fig.II.21 Le couple électromagnétique.

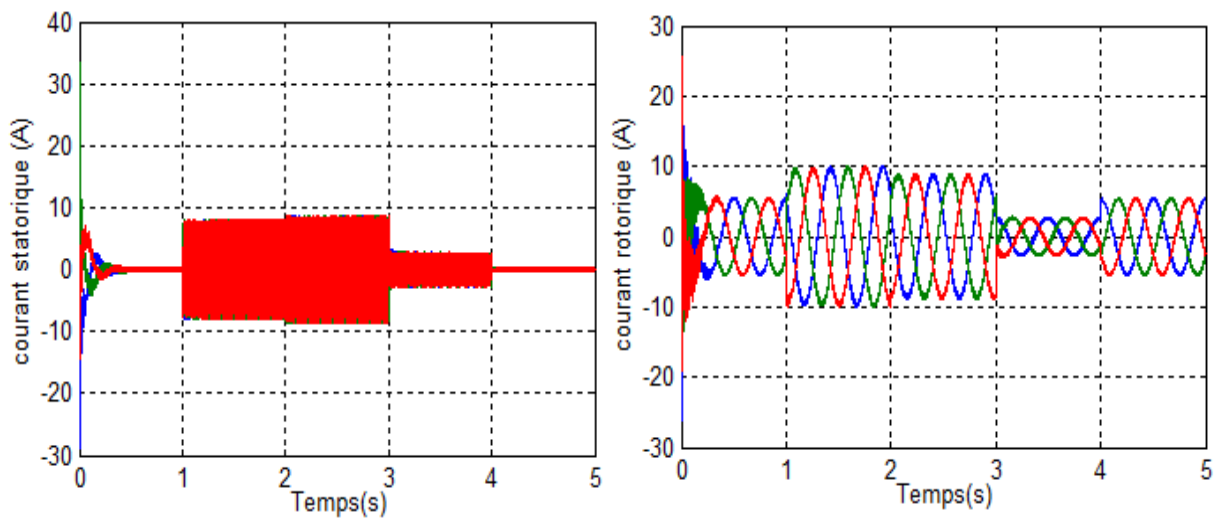


Fig. II.22 Les courants rotoriques triphasés.

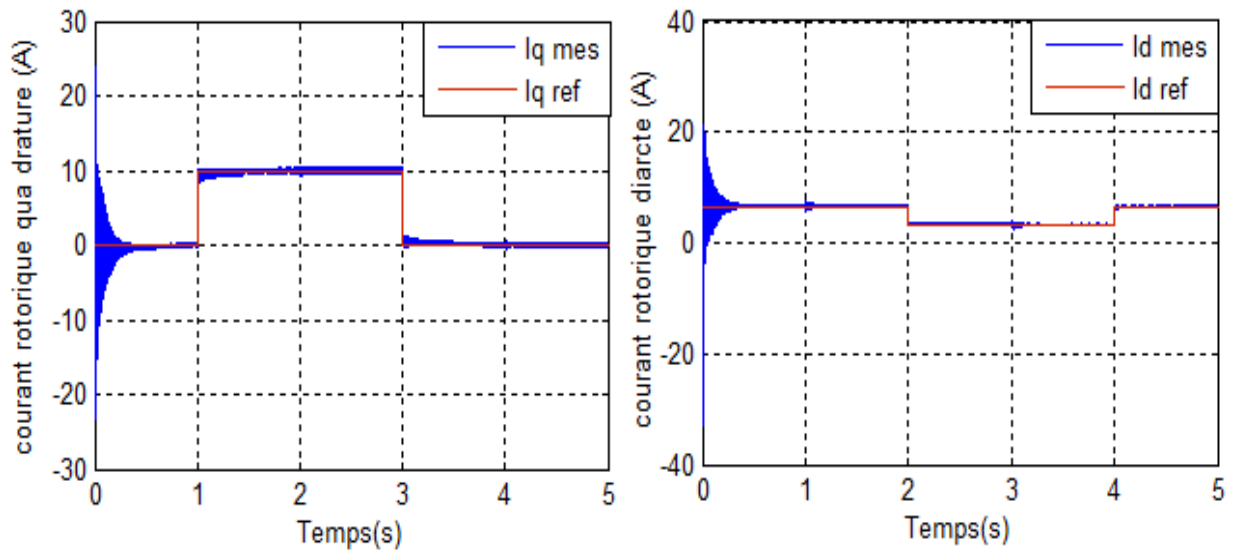


Fig. II.23 Courant rotorique selon l'axe d et q

### **II.6.3.1 Interprétation des résultats**

Les résultats de simulation montre que toutes les grandeurs et similaires à ceux trouvés avec une alimentation continue parfaite. Un bon suivi de consigne pour les puissances actives et réactives statorique est constaté. Les courants du réseau suivent parfaitement leurs références.

Cette technique nous a permis d'obtenir des courants triphasés statoriques parfaitement sinusoïdaux sans harmoniques, , Les deux composantes du courant au rotor sont commandées par deux PI donnant les références de la tension au rotor Cette tension est ensuite commandées par une MLI .

## **II.7 Conclusion**

Ce chapitre nous a permis d'établir la synthèse de la commande Vectorielle en puissance active et réactive statoriques 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 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.

---

# CHAPITRE III

---

### III.1 Introduction

Le souci constant d'améliorer les performances des systèmes de commandes conduit à des modélisations de plus en plus précises ; mais s'il y a un modèle qui rend compte du comportement d'un système dans une large plage de fonctionnement, il est malheureusement le plus souvent non linéaire. De ce fait, les outils d'analyse et/ou de synthèse de lois de commande, utilisés dans le domaine linéaire, deviennent caduques et absolument incapables de rendre compte de certains phénomènes dont les systèmes non linéaires sont le siège. D'autres méthodes, plus élaborées, deviennent alors nécessaires. Quelques exemples de ces phénomènes sont donnés. [35].

Le backstepping est applicable à une large classe de systèmes non linéaires, indépendamment de leur ordre. C'est une méthode qui permet de construire récursivement, d'une manière systématique et directe, la loi de commande, la dynamique d'adaptation et la fonction de Lyapunov qui assurent la stabilité de l'ensemble. [36].

Dans le cadre de cette étude, nous nous présentons l'approche classique qui nous servira de base de comparaison avec la commande backstepping avec action intégrale notamment au niveau des performances et de robustesse.

Ce chapitre, sera question d'exposer la technique du Backstepping basée sur les erreurs et la théorie de stabilité de *Lyapunov* afin de faire converger ces erreurs vers des valeurs nulles et d'assurer ainsi la stabilité et l'équilibre du système à tout instant.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation des résultats de simulation.

### III.2 Commande Backstepping

#### III.2.1 Principe

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique du backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine [37], [38]. Elle propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire. Elle

est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multivariable (MIMO) et d'ordre élevé en une cascade de sous systèmes de commande du premier ordre. Pour chaque sous système, une loi de commande dite virtuelle est calculée. Cette dernière servira comme référence pour le sous système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet. Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov de commande (CLF).

### **III.2.2 Méthodes de Lyapunov**

La commande des systèmes non linéaire s'appuie sur deux approches possibles. La première vise à linéariser le système à commander, La deuxième approche consiste à trouver une fonction de Commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée.

#### **a. Première méthode de Lyapunov**

Cette méthode permet d'analyser la stabilité, d'un système à partir de l'étude de la stabilité locale par linéarisation de la dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité globale. De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires. En fait, l'étude locale est surtout intéressante pour justifier ou non la poursuite de l'étude de la stabilité [39].

#### **b. Deuxième méthode de Lyapunov**

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système, sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. La stabilité dépend uniquement de l'étude des variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est équivalente, le long de la trajectoire du système [39].

### III.2.3 Méthode générale de synthèse réursive par backstepping

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2, \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3, \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u, \end{cases} \quad \text{III.1}$$

Avec :

$$x_1 = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T \in \mathbb{R}^n \quad u \in \mathbb{R}$$

Afin d'illustrer la procédure réursive de la méthode backstepping, on considère que la sortie du système  $y=x_1$  désire suivre le signal de référence.  $y_{ref}$

Le système étant d'ordre  $n$ , la mise en œuvre s'effectue en  $n$  étapes [40] ,[36].

#### Etape 1 :

On commence par la première équation du système (III.1), où  $x_2$  sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_r \quad \text{III.2}$$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad \text{III.3}$$

Ainsi sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \\ &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \end{aligned} \quad \text{III.4}$$

Pour un tel système, nous construisons d'abord la fonction de Lyapunov  $V_1$  sous une forme quadratique

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 \quad \text{III.5}$$

Sa dérivée temporelle est :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \quad \text{III.6}$$

Un choix judicieux de  $x_2$  rendrait  $V_1$  négative et assurerait la stabilité pour la dynamique de (III.4). Pour cela, prenons  $x_2 = \alpha_1$  telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -K_1 e_1 \quad \text{III.7}$$

Où  $K_1 > 0$  est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système(III.4)sera donnée par :

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-K_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad \text{III.8}$$

Ce qui implique

$$\dot{V}_1 = -K_1 e_1^2 \leq 0 \quad \text{III.9}$$

**Etape 2 :**

la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous-système précédent

$$(x_2)_d = \alpha_1 \quad \text{III.10}$$

L'erreur de régulation c'est :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad \text{III.11}$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 \\ &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 \end{aligned} \quad \text{III.12}$$

Pour le système (III.12), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad \text{III.13}$$

$$V_2 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2]$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -K_1 e_1 + e_2 [f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_0] \end{aligned} \quad \text{III.14}$$

Le choix de  $x_3$  qui stabilisera la dynamique du système (III.12), et rendra  $V_2$  négative est :

$x_3 = \alpha_2$  telle que :

$$f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 = -K_2 e_2 \quad \text{III.15}$$

Où  $K_2 > 0$  est une constante de conception

Ainsi, la loi de commande pour le système (III.12) sera donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} [-K_2 e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad \text{III.16}$$

Avec :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{g_0(x_1)[-K_1 \dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-K_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \dot{g}_0(x_1)}{g^2_0(x_1)} \quad \text{III.17}$$

Un tel choix implique que :

$$\dot{V}_2 = -K_1 e_1^2 - K_2 e_2^2 \leq 0 \quad \text{III.18}$$

**Etape n:**

De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_d = \alpha_{n-1} \quad \text{III.19}$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_2 = x_n - \alpha_{n-1} \quad \text{III.20}$$

Sa dérivée est

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} \\ &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \end{aligned} \quad \text{III.21}$$

Pour le système (III.21), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned} V_n &= V_1 + V_2 + \dots + \frac{1}{2} e_n^2 \\ &= \frac{1}{2} [e_1^2 + \dots + e_n^2] \end{aligned} \quad \text{III.22}$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned}\dot{V}_n &= \dot{V}_1 + \dots e_n \dot{e}_n & \text{III.23} \\ &= -K_1 e_1^2 + \dots e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}] \end{aligned}$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande pour le système entier.

Un bon choix doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -K_n e_n \quad \text{III.24}$$

Où  $K_n > 0$  est une constante de conception

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_n(x_1, \dots, x_n)} [-K_n e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \quad \text{III.25}$$

Ce qui garanti la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue :

$$\dot{V}_n = -K_1 e_1^2 - \dots - K_n e_n^2 \leq 0 \quad \text{III.26}$$

### III.3 Application de la commande par Backstepping à la GADA

La commande backstepping appliquée à la machine asynchrone à double alimentation est conçue de telle façon à garder la même structure générale d'une commande vectorielle de flux, afin de garantir de bonnes performances tout en assurant une régulation et une limitation des courants.

Cette approche nous permet de déterminer les composantes des tensions de commande d'alimentation de la machine en assurant la stabilité globale par la théorie de Lyapunov. La commande hybride ainsi obtenue permet d'assurer le suivi et le contrôle indépendamment de puissances active et réactive générées, en assurant à chaque fois des dynamiques stables pour les erreurs entre les grandeurs de références et celles réelles des puissances [34]

#### III.3.1 Modèle de la génératrice asynchrone à double alimentation

La technique backstepping est basé sur le contrôle vectoriel comme nous avons fait dans le précédent chapitre.

Dans ce cas, la commande sera appliquée dans le repère (d,q) en considérant l'orientation du flux statorique suivant :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \varphi_s \\ \varphi_{qs} = 0 \end{cases} \quad \text{III.27}$$

Dans cette partie, on considère le nouveau modèle de la MADA dans le repère  $(d,q)$  donné par :

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = \omega_s \varphi_s = V_s \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad \text{III.28}$$

#### ❖ Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

$$\begin{cases} P_s^{ref} = -V_s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot I_{qr}^{ref} \\ Q_s^{ref} = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - V_s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot I_{dr}^{ref} \end{cases} \quad \text{III.29}$$

$$\begin{cases} I_{qr}^{ref} = -\frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot P_s^{ref} \\ I_{dr}^{ref} = \frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot Q_s^{ref} \end{cases} \quad \text{III.30}$$

#### ❖ Equations des dérivées de courants rotoriques de références

$$\begin{cases} \dot{I}_{qr}^{ref} = -\frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} \\ \dot{I}_{dr}^{ref} = -\frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \end{cases} \quad \text{III.31}$$

#### ❖ Equations des dérivées de courants rotoriques

$$\begin{cases} \frac{dI_{dr}^{ref}}{dt} = (V_{rd} - R_r I_{dr} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot I_{qr} \cdot \sigma) \cdot \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \\ \frac{dI_{qr}^{ref}}{dt} = (V_{qr} - R_r I_{qr} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot I_{dr} \cdot \sigma - g \cdot \omega_s \cdot \frac{V_s M}{L_s W_s}) \cdot \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \end{cases} \quad \text{III.32}$$

### III.3.2 Synthèse de la loi de commande

La combinaison du contrôle vectoriel et du backstepping nous permet d'éliminer les régulateurs PI dans le contrôle vectoriel par un algorithme de contrôle. Le calcul des grandeurs de références des courants et des tensions de commande se fait sur la base des fonctions de Lyapunov [34]

Cette commande est basée sur deux étapes qui sont données comme suit :

Cette étape consiste à identifier les erreurs « $E_1$  » « $E_2$ » , qui représentent respectivement l'erreur entre la puissance active statorique réelle « $P_s$  » et la puissance de référence « $P_s^{ref}$  » qui sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe  $q$  ,ainsi que la puissance réactive statorique « $Q_s$  » et celui de référence « $Q_s^{ref}$  » qui sera proportionnelle au courant rotorique d'axe  $d$ .

$$\begin{cases} E_1 = I_{qr}^{ref} - I_{qr} \\ E_2 = I_{dr}^{ref} - I_{dr} \end{cases} \quad \text{III.33}$$

La dérivée de cette erreur est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = \dot{i}_{qr}^{ref} - \dot{i}_{qr} \\ \dot{E}_2 = \dot{i}_{dr}^{ref} - \dot{i}_{dr} \end{cases} \quad \text{III.34}$$

La première fonction de Lyapunov est définie par :

$$V = \frac{1}{2} [E_1^2 + E_2^2] \quad \text{III.35}$$

Pour avoir la dérivée de la fonction de Lyapunov nulle, il faut choisir les erreurs comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 &= -K_1 E_1 \quad \text{ET} \\ \dot{E}_2 &= -K_2 E_2 \end{aligned}$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps devient :

$$V = -K_1 E_1^2 - K_2 E_2^2 \quad K_1 \text{ et } K_2 > 0 \quad \text{III.36}$$

A partir des équations(III.31),(III.32)et (III.34)la dérivée des erreurs « $\dot{E}_1$  » ,« $\dot{E}_2$  » devient:

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = \left( \left( -\frac{L_s}{M.V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} \right) - \left( V_{qr} - R_r I_{qr} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot I_{dr} \cdot \sigma - g \cdot \omega_s \cdot \frac{V_s M}{L_s W_s} \right) \cdot \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \right) \\ \dot{E}_2 = \left( \left( -\frac{L_s}{M.V_s} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - \left( V_{rd} - R_r I_{dr} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot I_{qr} \cdot \sigma \right) \cdot \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \right) \end{cases} \quad \text{III.37}$$

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = \left( \left( -\frac{L_s}{M.V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} \right) - V_{qr} \cdot \frac{1}{L_r \cdot \sigma} - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot \left( -R_r I_{qr} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot I_{dr} \cdot \sigma - g \cdot \omega_s \cdot \frac{V_s M}{L_s W_s} \right) \right) \\ \dot{E}_2 = \left( \left( -\frac{L_s}{M.V_s} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - V_{rd} \cdot \frac{1}{L_r \cdot \sigma} - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot \left( -R_r I_{dr} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot I_{qr} \cdot \sigma \right) \right) \end{cases} \quad \text{III.38}$$

$$\begin{cases} -K_1 E_1 = \left( \left( -\frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} \right) - V_{qr} \cdot \frac{1}{L_r \cdot \sigma} - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot \left( -R_r I_{qr} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot I_{dr} \cdot \sigma - g \cdot \omega_s \cdot \frac{V_s M}{L_s W_s} \right) \right) \\ -K_2 E_2 = \left( \left( -\frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - V_{rd} \cdot \frac{1}{L_r \cdot \sigma} - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot \left( -R_r I_{dr} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot I_{qr} \cdot \sigma \right) \right) \end{cases} \text{ III. 39}$$

$$\begin{cases} V_{qr} = \left( \sigma L_r \left( -\frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} + K_1 E_1 \right) + \left( R_r I_{qr} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot I_{dr} \cdot \sigma + g \cdot \omega_s \cdot \frac{V_s M}{L_s W_s} \right) \right) \\ V_{rd} = \left( \sigma L_r \left( -\frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot \dot{Q}_s^{ref} + K_2 E_2 \right) + \left( R_r I_{dr} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot I_{qr} \cdot \sigma \right) \right) \end{cases} \text{ III. 40}$$

Le schéma bloc de la commande par backstepping est illustré par la figure ci-dessous

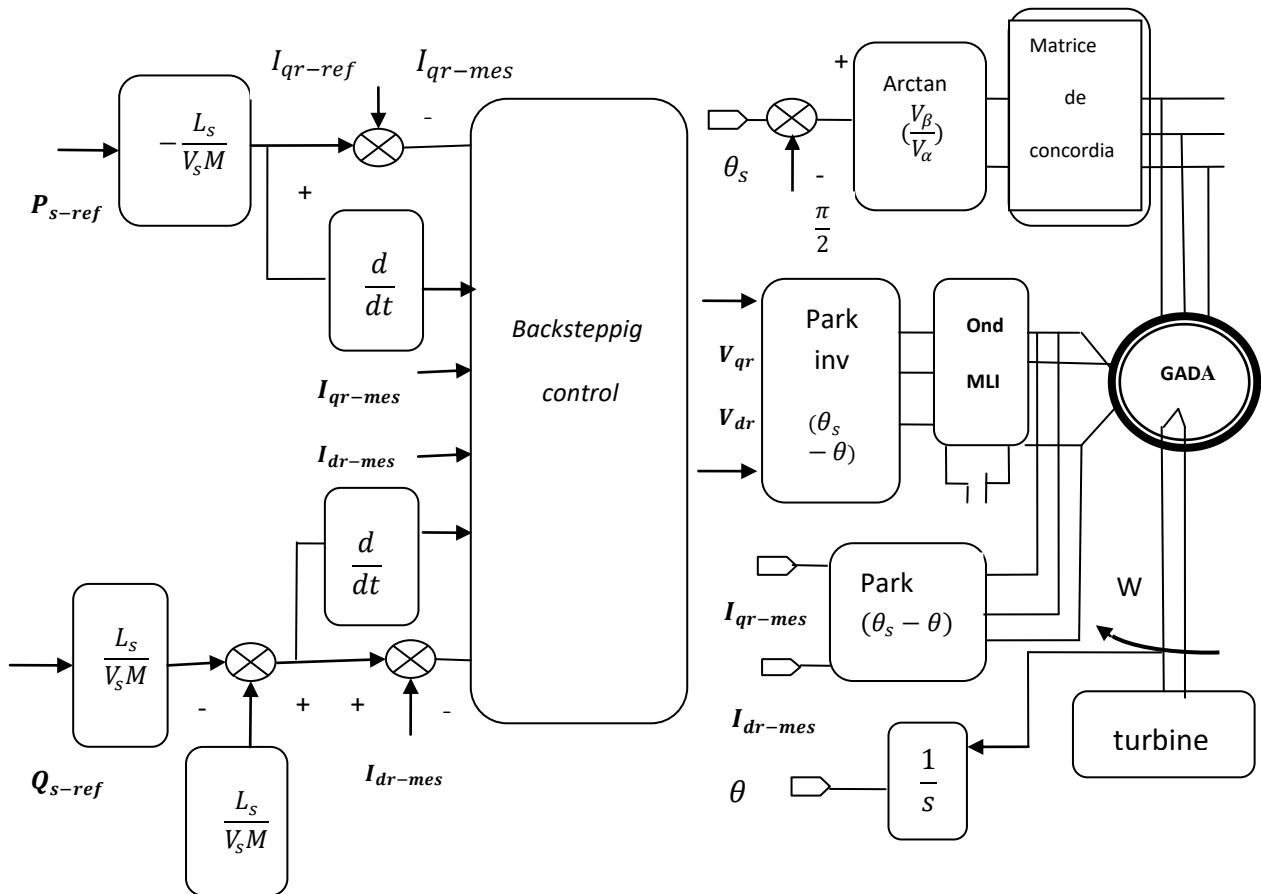


Fig.III.1 Schéma bloc de la structure de commande par Backstepping.

### III.4 Résultats de simulation

#### III.4.1 Résultats de simulation sans onduleur

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 application d'une puissance active  $P = -3000W$  entre  $t = 1s$  et  $t = 3s$ , et une puissance réactive  $Q = 1000VAR$  entre  $t = 2s$  et  $t = 4s$ .

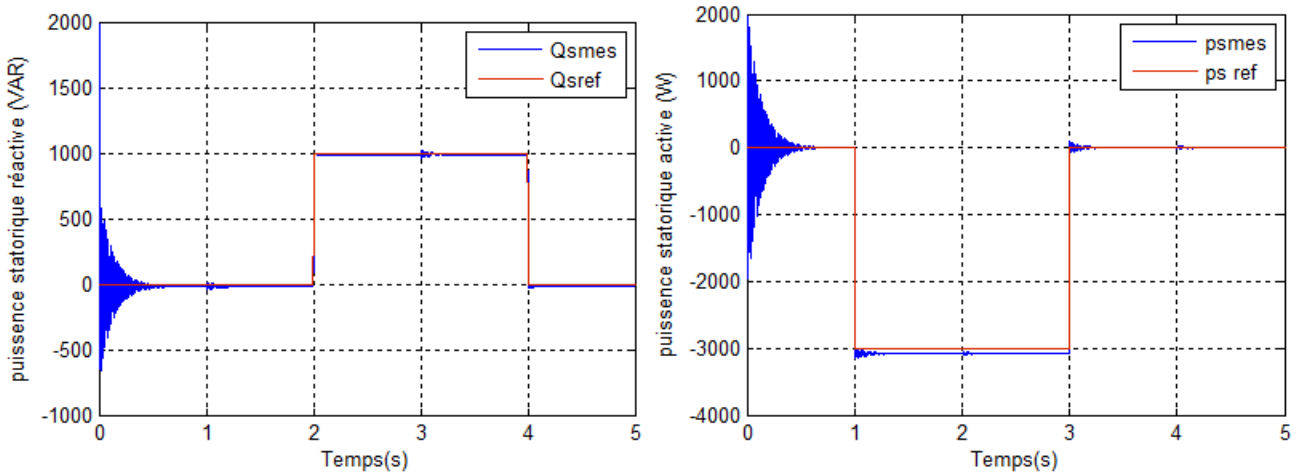


Fig. III.2 Les puissances active et réactive statorique et sont références.

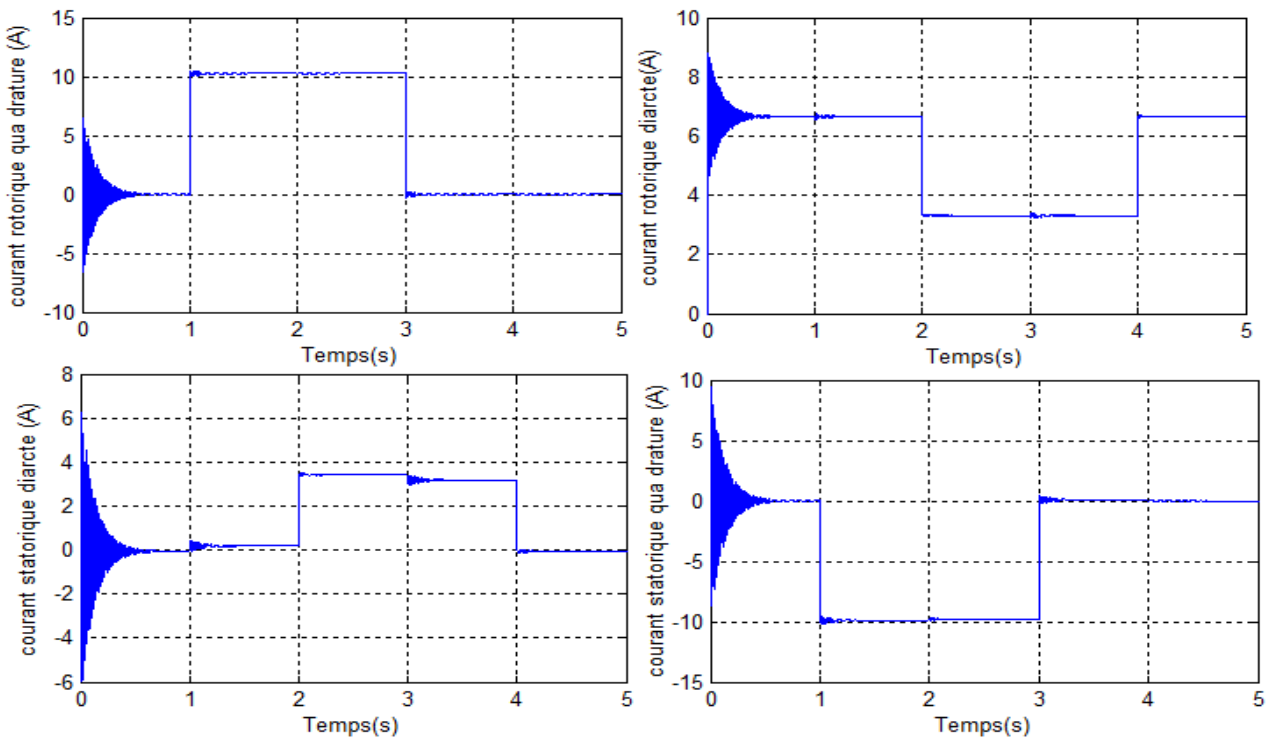


Fig.III.3 Les composantes du courant rotorique et statorique

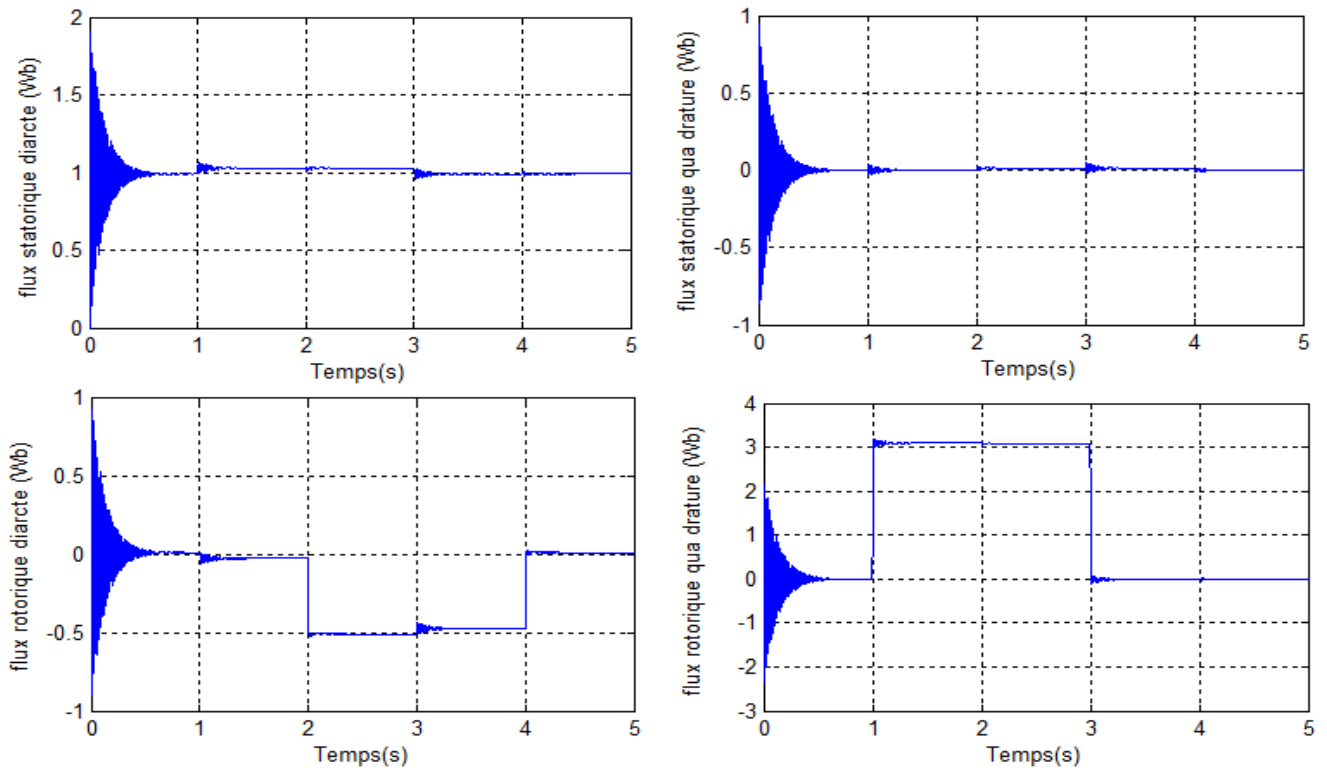


Fig. III.4 Les composantes du flux rotorique et statorique.

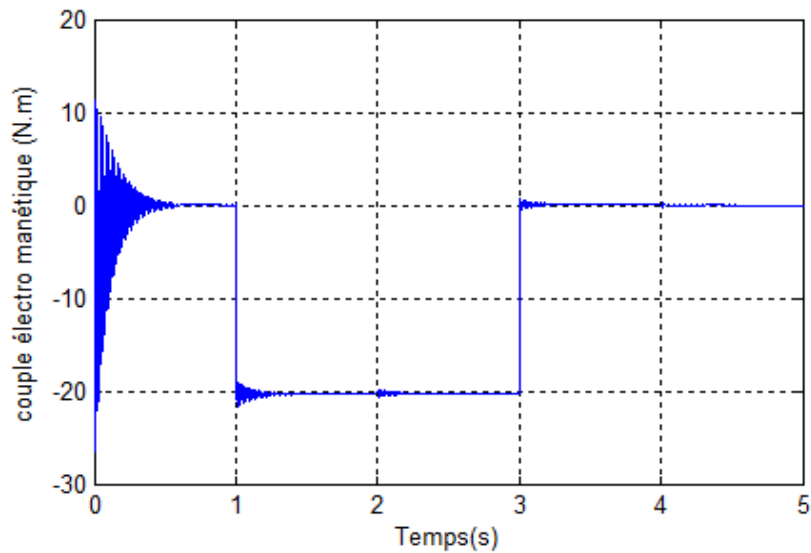


Fig.III.5 Le couple électromagnétique.

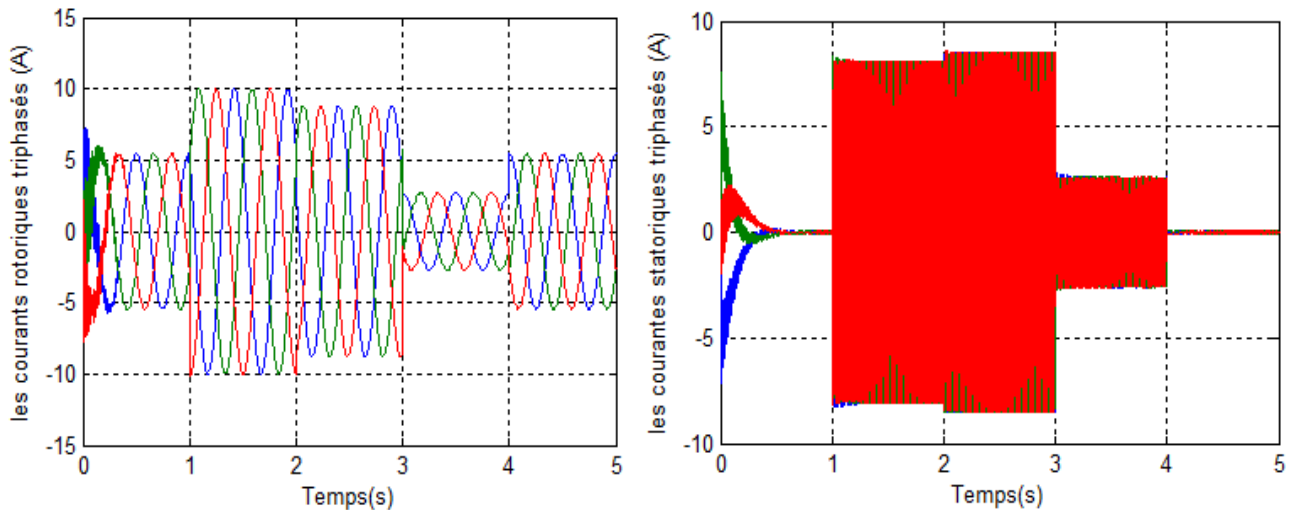


Fig. III.6 Les courants rotoriques triphasés

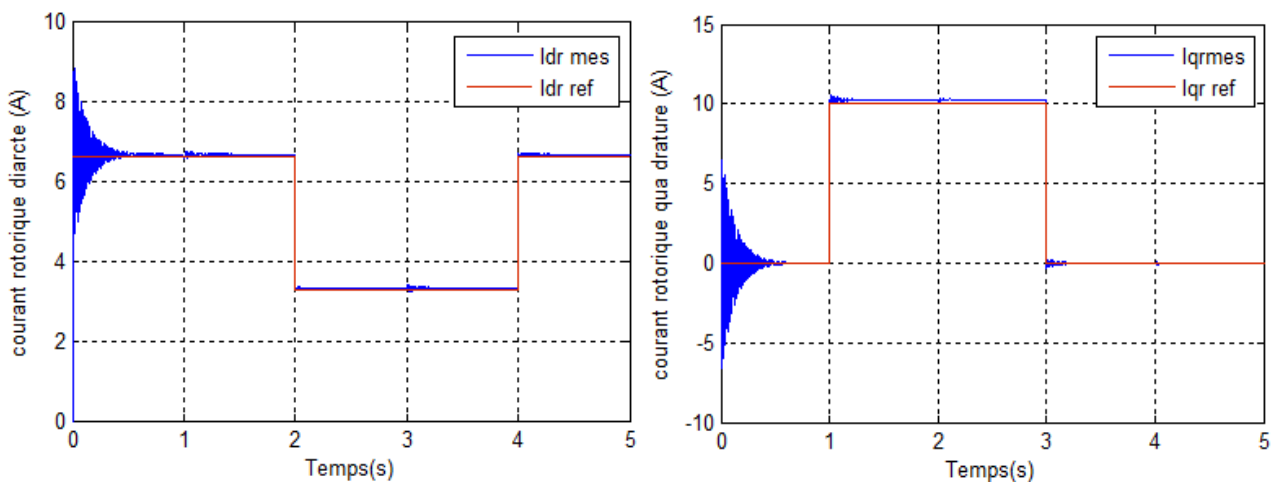


Fig. III.7 Courant rotorique selon l'axe d et q

#### III.4.1.1 Interprétation des résultats

Les figures ci-dessus représentent les différentes courbes obtenues par la commande par backstepping des puissances active et réactive de la GADA.

La figure III. 2 montre la fiabilité et la robustesse de cette commande qui est donnée un bon poursivre de puissance active et réactive statorique sa référence. En commande par backstepping 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 cette commande apporte une amélioration remarquable par rapport aux régulateurs classiques PI. Cette technique a permis d'obtenir un découplage parfait entre les deux composantes de la

puissance statorique. La figure III.7 représente les deux composants du courant rotorique, dont on peut déduire le découplage entre la commande des deux puissances (la puissance active est l'image du courant et  $I_{qr}$  a puissance réactive du courant  $I_{dr}$ ).

III.4.2 Résultats de simulation avec onduleur :

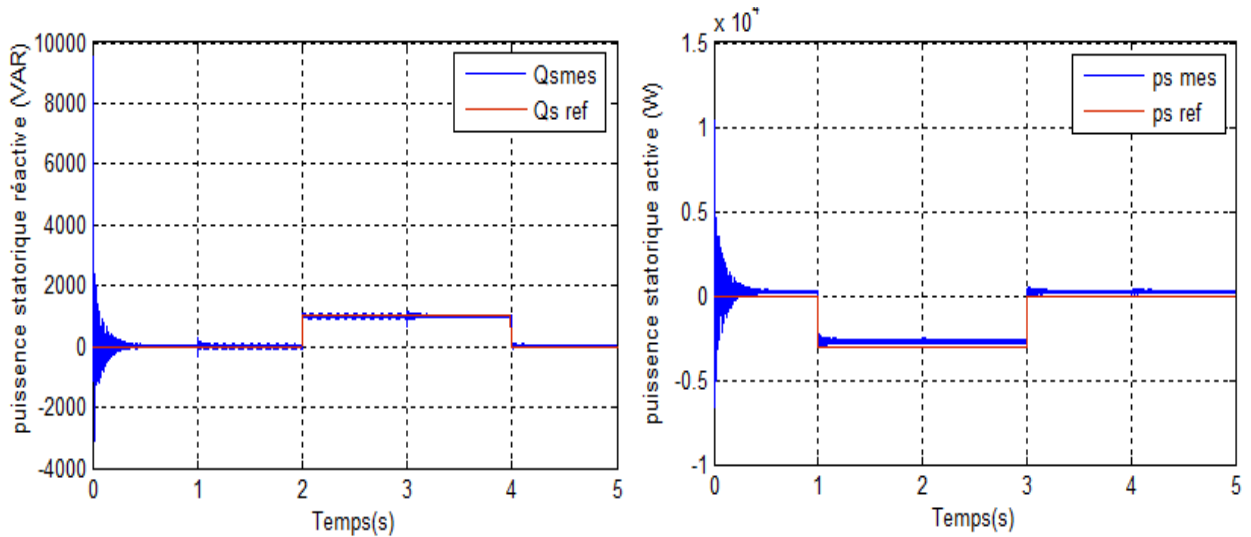


Fig. III.8 Les puissances active et réactive statorique et sont références.

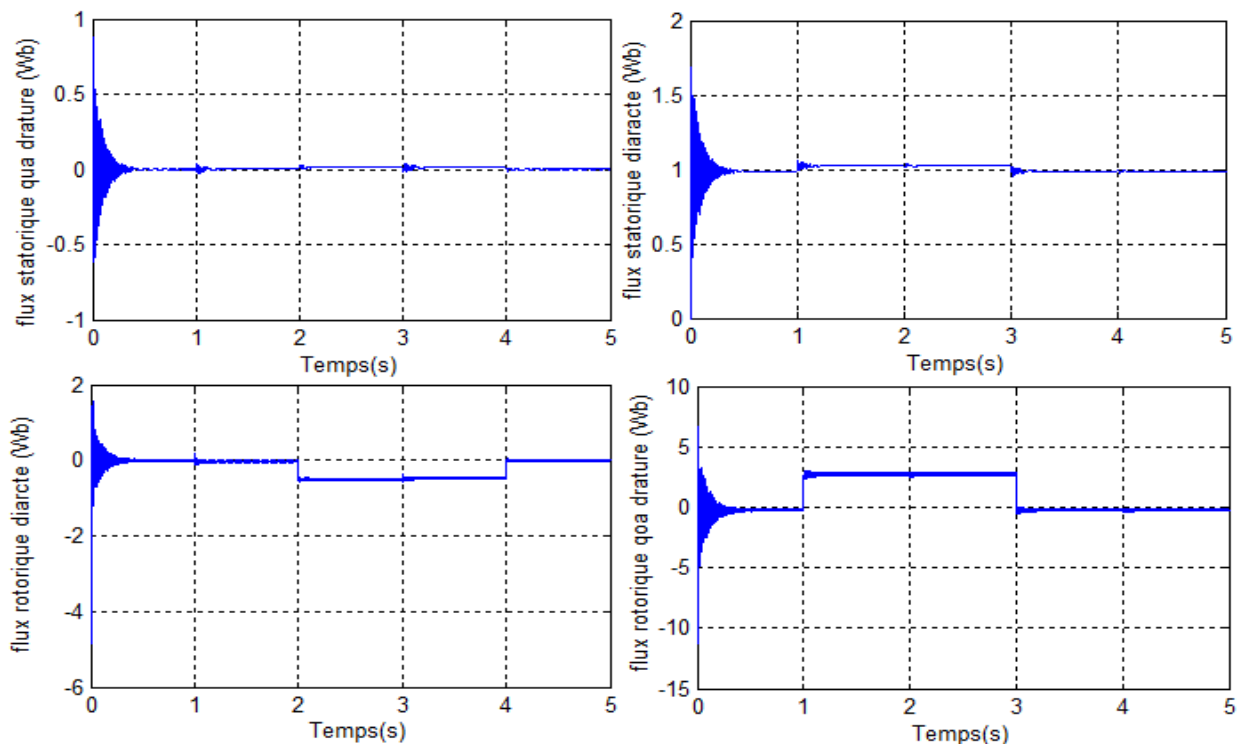


Fig. III.9 Les composants du flux rotorique et statorique

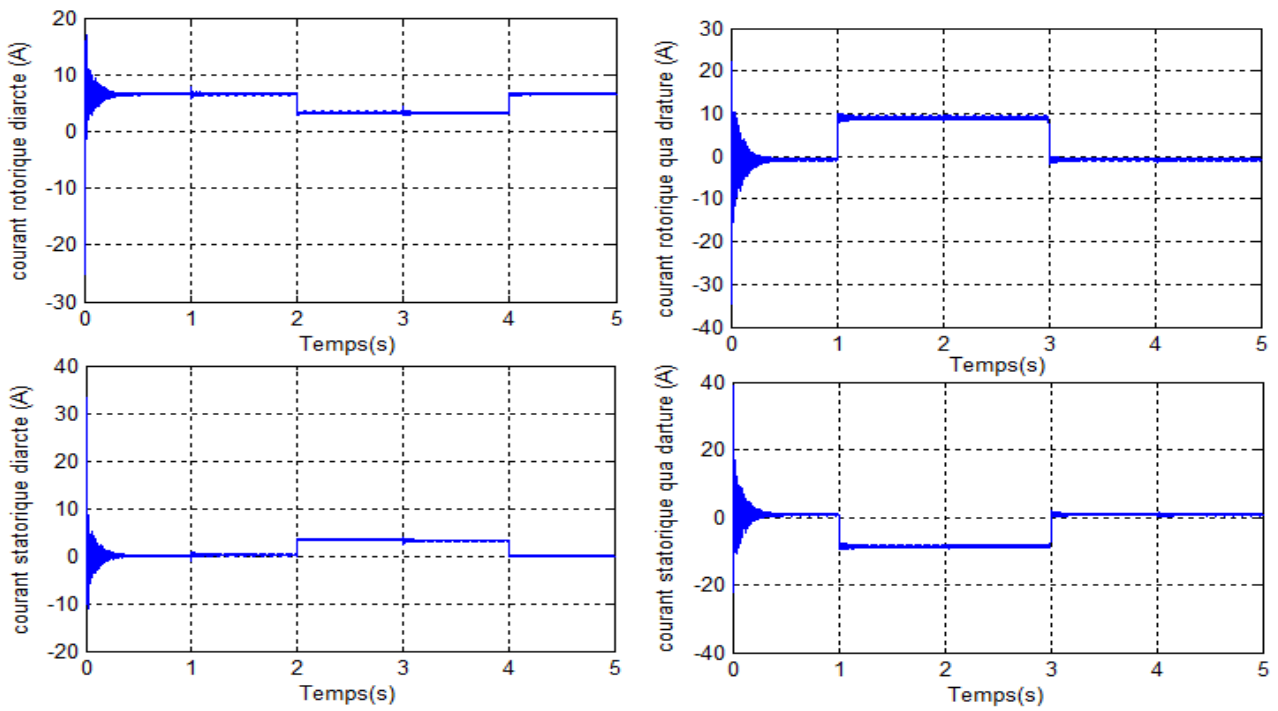


Fig.III.10 Les composantes du courant rotorique et statorique

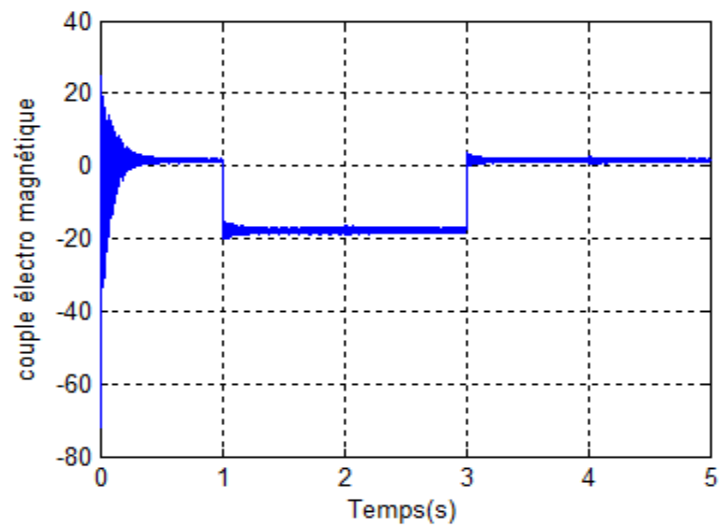


Fig.III.11 Le couple électromagnétique

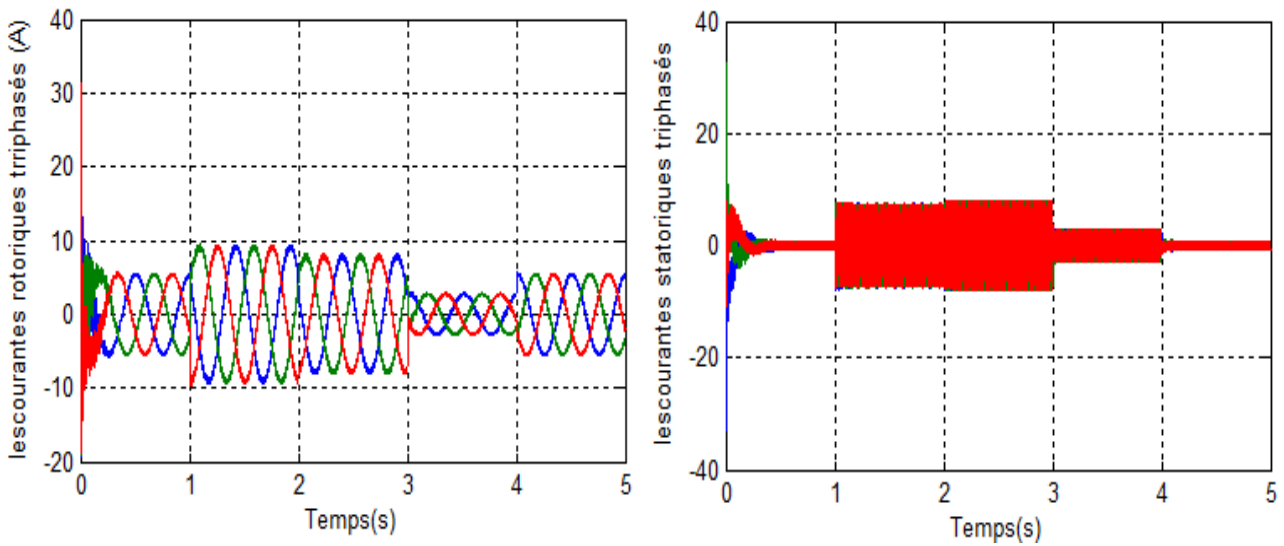


Fig. III.12 Les courants rotoriques triphasés

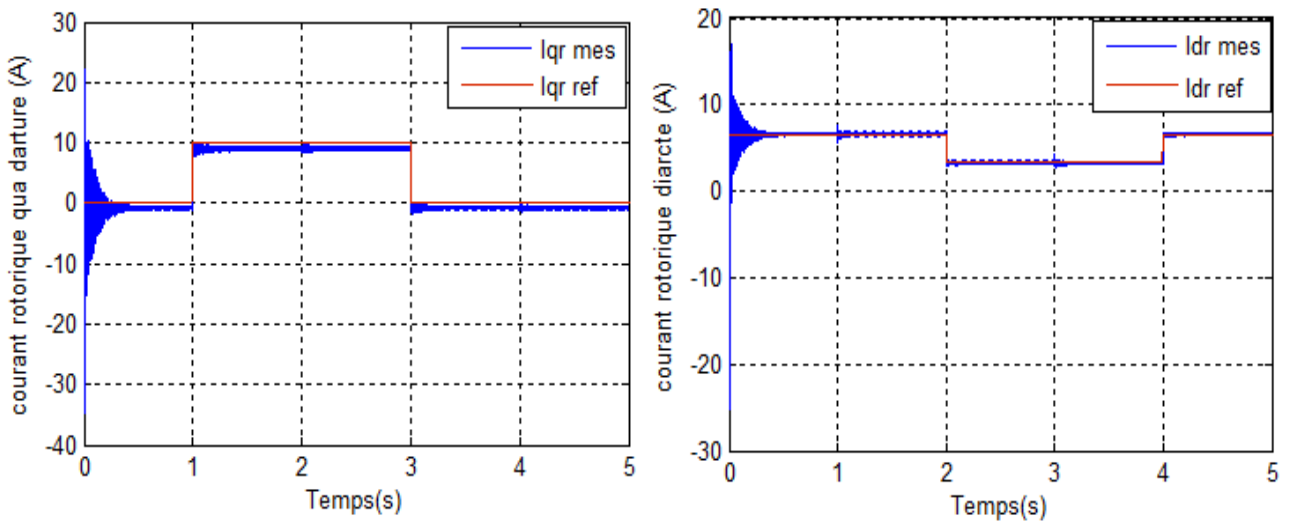


Fig. III.13 Courant rotorique selon l'axe d et q

III.4.2 .1 Interprétation des résultats

Les figures ci-dessus représentent les différentes courbes obtenues par la commande backstepping des puissances active et réactive de la GADA qui est entraînée par une vitesse fixe. Lorsque l'onduleur rotorique est pris en compte dans les simulations. Les perturbations induites par l'onduleur ne permettent pas de distinguer des différences de comportements entre les régulateurs en termes de temps de réponse. Toutefois, on peut constater une absence de dépassements importants et une bonne régularité des signaux de

puissance dans le cas de la commande par backstepping. La présence de l'onduleur et du modèle de la GADA ont permis d'effectuer une simulation dans des conditions proches de celles d'un système réel.

### **III.5 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons vu une nouvelle loi de commande par backstepping appliquée au système de production d'énergie d'une génératrice asynchrone à double alimentation, cette commande basée sur le principe de la commande vectorielle de la machine à induction, et permet d'obtenir de façons constructives une loi de commande qui assure la stabilité de la machine asynchrone à double alimentation en boucle fermée via une fonction de Lyapunov. Nous sommes intéressé à cette technique de commande, où nous avons présenté les principales définitions: « la stabilité » et « l'équilibre » des systèmes non linéaires, la méthode d'analyse de Lyapunov qui est l'élément essentiel de la technique du backstepping; aussi, nous avons présenté la synthèse et la technique de cette commande par la méthode directe de Lyapunov. Enfin, nous avons calculé une loi de commande backstepping pour commander indépendamment les puissances produites par la GADA à flux orienté. Les résultats de simulations numériques obtenus montrent l'intérêt croissant d'une telle commande dans les systèmes électriques. A travers les caractéristiques de réponse, on observe des bonnes performances c'est-à-dire qu'elle augmente la fiabilité de nos systèmes .

---

# CONCLUSION GÉNÉRALE

---

### Conclusion générale

Les problématiques abordées dans ce mémoire nous ont permis d'étudier la génératrice asynchrone à double alimentations, ainsi que la commande vectorielle par orientation du flux statorique et puis on a représenté la dynamique de la machine asynchrone à double alimentation alimenté par un convertisseur coté rotorique. Cependant, la conception de nouvelles méthodes de commande par backstepping. Elles sont plus simple et plus facile à mettre en œuvre, et présentent des propriétés de stabilité.

Le premier objectif de ce chapitre est consacré à une étude générale de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), ses applications, ses variantes de fonctionnement et ses avantages. Nous avons développé la modélisation de cette machine en utilisant la transformation de PARK. Une étude comparative entre les deux types de fonctionnement "Moteur et Générateur " a été faite et ceci a pour l'objectif la connaissance du comportement de ce type de machine dans ses différents régimes de fonctionnement. Les résultats de simulation de ce modèle sur Matlab nous confirment la possibilité de double alimentation par la stabilité des différentes grandeurs de la machine étudiée pour un fonctionnement générateur que moteur.

La génératrice asynchrone été destinée pour la production d'énergie dans le domaine éolien, il est donc très utile de raisonner en terme de puissance. Pour cela, la commande vectorielle élaborée dans le deuxième chapitre est en puissance active et réactive statoriques. Dans cette partie, on a présenté l'étude théorique de la commande vectorielle, ou on a exprimé les grandeurs statoriques de la Machine Asynchrone à Double Alimentation en fonction des grandeurs rotoriques ayant pour but le pilotage de la GADA par le rotor. Le bon suivi des consignes pour les deux puissances actives et réactives statoriques a montré l'efficacité de la commande appliquée à priori la stratégie de régulation en MLI par un onduleur à deux niveaux alimenté par une source continue supposé parfaite.

Dans le dernier chapitre, on a appliqué la technique de commande par backstepping, Cette commande élimine l'utilisation des régulateurs en les remplaçant par des fonctions de Lyapunov qui doivent être vérifiées en tout moment.

L'idée de base est l'application de Lyapunov pour la machine asynchrone.

---

# ANNEXES

---

## Annexe A

### **A.1) Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation**

#### **A.1.1) Valeurs nominales:**

Puissance nominale:  $p_n = 4kW$

Tension nominale :  $v/U = 220/380-50HZ$

Courant nominale :  $i / I = 15/8.6A$

La vitesse nominale :  $\Omega_n = 1440tr/min$

Nombre de paires de pole:  $P=2$

#### **A.1.2) Paramètre:**

Résistance du stator:  $R_s = 1.2\Omega$

Résistance du rotor:  $R_r = 1.8\Omega$

Inductance du rotor:  $L_r = 0.1568H$

Inductance du stator:  $L_s = 0.1554H$

Inductance mutuelle:  $M = 0.15H$

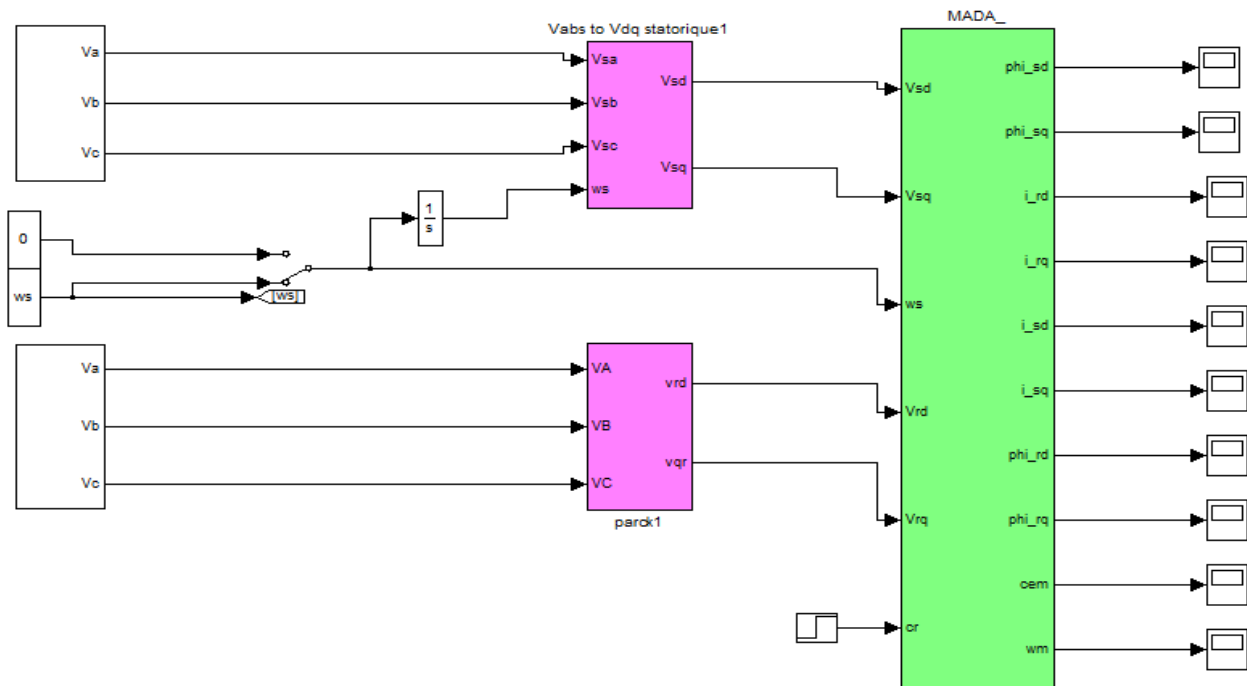
#### **A.1.3) Constantes mécaniques :**

Moment d'inertie:  $J = 0.2kg.m^2$

Coefficient de frottement:  $f = 0.001N.m.s / rd$

## Annexe B

### B.1) Schéma de la simulation de MADA:



---

# BIBLIOGRAPHIE

---

## Bibliographie

---

- [1] **L .Benalia**, « Commande en tension des moteur sa induction double alimentes », Thèse de doctorat de l'université de Batna, Algérie, 2010 .
- [2] **Y.A. Bencherif**, « Modélisation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation pour la production de l'énergie éolienne », Mémoire d'ingénieur d'état, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie , 2008.
- [3] **Youcef BEKAKRA** , « Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation», Thèse de doctorat de Université Mohamed Khider , Biskra , Algérie, 2014.
- [4] **Y. Elbia**, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [5] **S.Ardjoun**« Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone DoubleAlimentation », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2010.
- [6] **F. Boumaraf**, « Commande D'un Aérogénérateur- Apport Des Techniques de L'intelligence Artificielle », Thèse doctorat, Université de Batna, Algérie, 2014.
- [7] **D.Kairous**, « Modélisation, Simulation et Commande d'un Système Éolien à Machine Asynchrone à Double Alimentation », Thèse doctorat, l'Université d'Oran, Algérie, 2013.
- [8] **A. Dendouga**, « Contrôle des puissances active et réactive de la machine a double alimentation (DFIM) », Thèse doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [9] **S. Hamecha**, « Etude et commande d'une Eolienne à base d'une Machine Synchrone à aimants Permanents », Thèse doctorat, Université de Tizi-Ouzou, Algérie, 2013
- [10] **F. KENDOULI**, « Centrale éolienne et qualité de énergies électrique », Thèse doctorat, Université Mentouri de Constantine, Algérie ,2012.
- [11] **R. Rouabhi**, « Étude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation Application : Energie éolienne », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas-Sétif, Algérie , 2012.
- [12] **Y. Soufi** , **T. Bahi**, **S. Lekhchine** , **D. Dib** , « Performance analysis of DFIM fed by matrix converter and multi level inverter », Energy Convers Manage. 72 (2013) 187–193

- [13] **H. Amimeur , D. Aouzellag , R. Abdessemed , K. Ghedamsi** , « Sliding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems », *Int J Electr Power Energy Syst* 12; 42(01), pp: 60–70
- [14] **D. Aouzellag, K. Ghedamsi, E.M. Berkouk**, « Network power flux control of a wind generator ». *Renewable Energy*, Volume 34, Issue 3, pp 615- 622, Elsevier 2009
- [15] **S.Abdeddaim, A.Betka, S Drid, M Becherif**, « Implementation of MRAC controller of a DFIG based variable speed grid connected wind turbine », *Energy Convers Manage.* 79 (2014), pp. 281–288.
- [16] **A.Ourici**, « Double flux orientation control for a doubly fed induction machine ». *Electrical Power and Energy Systems* 43 (2012) 617–620.
- [17] **O. Bouhali**, « Contribution des convertisseurs multi niveaux au raccordement d'origine éolienne sur un réseau électrique », Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger , Algérie ,2008 .
- [18] **Y. Mihoub**, « Commande floue adaptative de la machine asynchrone », Thèse Doctorat, Université Mohamed Boudiaf d'Oran, Algérie , 2012.
- [19] **O. e-Mun**, « Dynamic simulation of electric machinery using matlab/Simulink ». Prentice hall, 1998.
- [20] **R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Chouder, A. Djerioui**, « Hybrid Backstepping Control of a Doubly Fed Wind Energy Induction Generator », *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol: 11, N: 1, January 2015, pp. 367-376.
- [21] **R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Chouder, A. Djerioui**, « Power Quality Enhancement of Grid Connected Doubly-Fed Induction Generator Using Sliding Mode Control », *International Review of Electrical Engineering*, Vol: 10, N: 2, March-April 2015, pp. 266-276.
- [22] **R. Rouabhi, A. Djerioui**, « Control of the power generated by variable speed wind turbine driving a doubly fed induction generator », *Journal of Electrical Engineering*, Vol: 14 , 2014-Edition:3, pp. 1-7.
- [23] **F.Merrahi**, « Alimentation et commande d'une machine

- [24] **F. Akel**, « Etude et réalisation d'un émulateur de turbine éolienne », Mémoire De Magister En, Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2009.
- [25] **F. Dehoum**, « 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 , Algérie , 2011.
- [26] **A. Boyette**, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone a double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11, France, 2006.
- [27] **Imad MEZERZI** , « Contribution à la modélisation et la commande d'une éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation», Mémoire de Master, Université de M'sila, Algérie, 2013.
- [28] **M. Djafar**, « Etude et contrôle de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur », Mémoire de Master, université de M'sila, Algérie, 2014.
- [29] **Y.A. BENCHERIF** , « Modélisation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation pour la production de l'énergie éolienne », Mémoire d'ingénieur d'état en Electrotechnique, l'École National Polytechnique ENP, Algérie , 2008
- [30] **D. DEPERNET** , « Optimisation de la commande d'un onduleur MLI à trois niveaux de tension pour machine asynchrone », Thèse de Doctorat, L'université de Reims Champagne Ardenne, 1995.
- [31] **DJ. Cherifi**, « Estimation de la vitesse et de la résistance rotorique pour la commande par orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique », Thèse de Doctorat., U.S.T.O d'Oran, Algérie, 2014.
- [32] **M. Abdallah et AB. Ahmed**, « Commande Vectorielle Sans Capteur de Vitesse de la Machine Asynchrone à Double Alimentation en Utilisant un Observateur de Luenberger », Mémoire de Master, université de Dr. Tahar Moulay de Saïda, Algérie ,2017.
- [33] **K. Loukal** ,« Commande Robuste des Machines Asynchrones à double alimentation à base des systèmes flous type deux », Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf de m'sila , Algérie , 2017.

- [34] **R. Rouabhi**, « Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée », Thèse de doctorat, université Sétif , Algérie , 2016.
- [35] **Khalil, H.k.**, «Non linear Systems », Prentice Hall, 1996.
- [36] **Abder Rezak Benaskeur**, « Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires », Thèse PhD, Université de Laval, 2000.
- [37] **M. Krstic, I. Kannellakopoulos, P. Kokotovic**, « Non linear and Adaptive Control Design », Wiley and Sons Inc., New York, 1995
- [38] **Laurent Praly**, «An Introduction To Some Lyapunov Designs Of Global Asymptotic Stabilizers », Part 1, Lecture notes, HYCON-EECI Graduate School on Control, January 26-30, 2009, Supelec, France.
- [39] **M. BADRAOUI , M. BEREKSI REGUIG** , « Etude et modélisation du moteur synchrone simple et double étoile avec application de la commande backstepping à la machine synchrone », Mémoire de Master, Université de Abou BekrBelkaïd – Tlemcen, Algérie ,2016.
- [40] **Fateh MEHAZZEM** , « Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique », Thèse de doctorat 2010, Université Paris Est.

---

ملخص

Abstract – Résumé–

---

### ملخص:

يهدف هذا العمل الى نمذجة و التحكم في آلة لا تزامنية مزدوجة التغذية « GADA », النمذجة في المرجع بارك (PARK) لهذه الآلة « GADA » مقدمة ومحاكاة باستعمال ماتلاب/محاكاة (MATLAB SIMULINK) ايضا التحكم الشعاعي ,و في الأخير قدمنا إستراتيجية التحكم بطريقة الرجوع إلى الخلف المطبقة على النظام ,تجد هذه التقنية اقوى تبرير لمشكلة استخدام قانون التحكم غير الخطي قوي في مواجهة أوجه عدم اليقين في النموذج .الهدف هو تطبيق هذا الامر للتحكم بشكل مستقل في القوى النشطة والتفاعلية الناتجة عن الآلة غير المتزامنة المنفصلة عن طريق اتجاه تدفق الجزء الثابت.

### الكلمات المفتاحية:

مولد غير متزامن مزود بمصدر طاقة مزدوج ,نمذجة الآلة غير المتزامنة مع مصدر طاقة مزدوج ,وعاكس ثلاثي الطور بمستويين ,و التحكم في المتجهات ,التعديل بطريقة الرجوع الى الخلف

### Résumé

Ce travail a pour objectif la modélisation et la commande d'une machine asynchrone à double alimentation. La modélisation dans le repère de Park de cette machine « GADA » a été présentée et simulée en utilisant MATLAB, ainsi que sa commande vectorielle, et en fin on a présenté une stratégie de commande par backstepping appliquée au système. Cette technique trouve sa plus forte justification au problème d'utilisation d'une loi de commande non linéaire robuste aux incertitudes du modèle. L'objectif est d'appliquer cette commande pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par la machine asynchrone découplée par orientation du flux statorique.

### Mots clés

Génératrice asynchrone à double alimentation « GADA », modelisation de la machine asynchrone a double alimentation, Onduleur triphasé à deux niveaux, commande vectorielle, réglage par Backstepping.

### Abstract

The objective of this work is to model and control an asynchronous machine with dual feed. The modeling in Park's frame of reference of this "GADA" machine was presented and simulated using MATLAB, as well as its vectorial control, and at the end we presented a control strategy by backstepping applied to the system. This technique finds its strongest justification to the problem of using a nonlinear control law robust to the uncertainties of the model. The objective is to apply this command to independently control the active and reactive power generated by the asynchronous machine decoupled by orientation of the stator flux.

### Key words:

Asynchronous generator with double power supply ,modelization of the asynchronous machine with double power supply ,three-phase inveter with two levels ,vector control , adjustment by bakhstiping.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME  
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

**SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

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

Présenté par : **ZROUG Hadda & BEN FEHIMA Ouahiba**

## **Thème**

---

# **Commande par Backstepping d'une Génératrice Asynchrone à Double Alimentation (GADA)**

---

### **Résumé**

Ce travail a pour objectif la modélisation et la commande d'une machine asynchrone à double alimentation. La modélisation dans le repère de Park de cette machine « GADA » a été présentée et simulée en utilisant MATLAB, ainsi que sa commande vectorielle, et en fin on a présenté une stratégie de commande par backstepping appliquée au système. Cette technique trouve sa plus forte justification au problème d'utilisation d'une loi de commande non linéaire robuste aux incertitudes du modèle. L'objectif est d'appliquer cette commande pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par la machine asynchrone découplée par orientation du flux statorique.

### **Mots clés**

Génératrice asynchrone à double alimentation « GADA », Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation, Onduleur triphasé à deux niveaux, Commande Vectorielle, Réglage par Backstepping.

N° d'ordre : **CSE-012**