

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF – M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE
MASTER EN ELECTROMECHANIQUE

SPECIALITE : ELECTROMECHANIQUE

THEME

*Modélisation et commande d'une machine
asynchrone à double alimentation*

Proposé et dirigé par :

M^{me}. BELOUNIS Ouassila

Présenté par :

**ZIANE Mouloud
SIOUANI Ala eddine**

Année Universitaire : 2017 / 2018

N° d'ordre

REMERCIEMENT

Nous remercions Allah de nous avoir donné la volonté, la santé et la patience qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années d'étude.

Nous remercions sincèrement notre encadreur Mme BELOUNIS Ouassila pour avoir d'abord proposer ce thème et diriger ce modeste travail et pour son continuel suivi et continu tout au long de la réalisation et la correction de cette mémoire. Elle nous a présenté un excellent exemple de la compétence scientifique, discipline et générosité.

Nous adressons nos plus vifs remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant la charge de juger ce travail.

Enfin, nous ne pourrons terminer ces remerciements sans remercier notre famille et tous nos amis pour leurs aides, compréhensions, encouragements et soutiens qu'elles nous ont apportés tout le long de nos études.

SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES

NOTATION

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....1

CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation.

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 Les équations électriques de la MADA.....4

I.2.1.2 Représentation de la MADA dans le système triphasé et biphasé.....5

I.2.1.3 Les équations magnétiques sous forme matricielle.....5

I.2.1.4 L'équation mécanique.....7

I.2.2. Choix de référentiel.....7

I.2.2.1 Référentiel fixé par rapport 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.6.2 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 Active et réactive.

II.1 Introduction	23
II.2 Principe de la commande vectorielle	23
II.3 Etablissement du modèle de la MADA	24
II.3.1 Choix du référentiel pour le modèle de la MADA dans le repère d-q	25
II.3.2 Relation entre le courant statorique et le courant rotorique.....	26
II.3.3. Expression des puissances actives et réactives dans le repère synchrone.....	26
II.3.4 Expressions des tensions rotoriques en fonction de courants rotoriques.....	27
II.3.5 Type des régulateurs utilisés.....	29
II.4 Commande indirecte des puissances active et réactive	30
II.4.1 Commande indirecte sans boucles des puissances.....	30
II.4.2 Commande en boucle fermée.....	31
II.4.3 Résultats de simulation.....	32
II.4.4 Interprétation des résultats.....	34
II.5 Onduleur de tension	35
II.5.1 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux.....	35
II.5.1.1 Modèle de l'onduleur à deux niveaux.....	36
II.5.2 Commande triangulaire-sinusoidale.....	38
II.5.2.1 Algorithme de commande.....	39
II.5.2.2 Simulation d'onduleur MLI en générale.....	39
II.5.3 Résultats de simulation avec onduleur.....	40
II.5.4 Interprétation des résultats.....	42
II.7 Conclusion	42

Chapitre III : Commande par backstepping des puissances active et réactive

III.1 Commande par backstepping des puissances actives et réactives.....	44
III.2 Méthodes de Lyapunov	44
III.2.1 Première méthode de Lyapunov	44
III.2.2 Deuxième méthode de Lyapunov	45
III.3 Méthode générale de synthèse récursive par backstepping	45
III.4 Application de la commande par Backstepping à la GADA	49
III.4.1 Modèle de la génératrice asynchrone à double alimentation	49
III.4.2 Synthèse de la loi de commande	51
III.5 Résultats de simulation	53
III.6 Interprétation des résultats	56
III.7 Résultats de simulation avec onduleur	56
III.8 Interprétation des résultats	58
III.9 Etude comparative entre les techniques de commande proposées	59
III.10 Conclusion	61
CONCLUSION GENERALE	62
BIBLIOGRAPHIE	63
ANNEXES	66

**CHAPITRE I : MODÉLISATION de la machine DE LA MACHINE ASYNCHRONE
A DOUBLE ALIMENTATION .**

Figure. I.1 : Representation de la MADA dans le système biphasé et triphasée.....2

Figure. I.2 : Passage de système triphasée au système biphasé.....6

Figure. I.3 : Le couple électromagnétique et la vitesse mécanique de MADA.....12

Figure. I.4 : Les composantes du courant statoriques de MADA.....13

Figure. I.5 : Les composantes du courant rotoriques de MADA.....13

Figure. I.6 : Les composantes du flux statoriques de MADA.....13

Figure. I.7 : Les composantes du flux rotoriques de MADA.....14

Figure. I.8 : Les puissances actives et réactives statoriques de MADA.....14

Figure. I.9 : Les courants statoriques et rotoriques triphasée (a,b,c) de MADA.....14

Figure. I.10 : Les courants statoriques triphasée avec zoom.....15

Figure. I.11 : Les courants rotoriques triphasée avec zoom.....16

Figure. I.12 : Les composantes du courant statoriques de la GADA (d-q).....16

Figure. I.13 : Les composantes du courant rotoriques de la GADA (d-q).....16

Figure. I.14 : Les composantes du flux statoriques de la GADA (d-q).....17

Figure. I.15 : Les composantes du flux rotoriques de la GADA (d-q).....17

Figure. I.16 : Les puissances actives et réactives statoriques de la GADA (d-q).....17

Figure. I.17 : Couple électromagnétique et la puissance apparent18

**CHAPITRE II: COMMANDE VECTORIELLE DES PUISSANCES ACTIVES ET
REACTIVE**

Figure II.1: Analogie entre MCC à excitation séparée et GADA.....20

Figure II.2: Référentiel diphasé d q lié au champ tournant statorique.....25

Figure II.3 : Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances.....29

Figure II.4: Schéma de régulation des puissances statoriques P_s et O_s 30

Figure II.5 : Schéma bloc de la commande indirecte en boucle ouverte.....31

Figure II.6 : Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée.....31

LISTE DES FIGURES

Figure II.7 : La puissance active et réactive statorique et sontréférence.....	32
Figure II.8 :Le courant rotorique selon l'axe d et q.....	32
Figure II.9 :Le courant statorique selon l'axe d et q.....	33
Figure II.10 : Le flux statorique selon l'axe d et q.....	33
Figure II.11 : Le flux rotorique selon l'axe d et q.....	33
Figure II.12 : Courant rotorique triphasés et le couple électromagnétique.....	34
Figure II.13 : Onduleur à deux niveaux utilisant des transistors IGBT.....	35
Figure II.14: Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux.....	36
Figure II.15: Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.....	39
Figure II.16: la puissance active et réactive et sont référence.....	40
Figure II.17: les courants rotoriques quadrature et directes	40
Figure II.18 : les courants statoriques quadrature et directes	40
Figure II.19 : le flux statorique quadrature et directes	41
Figure II.20 : le courant statorique des phases A,B,C.....	41
Figure II.21 : le courant rotorique des phases A,B,C.....	41
Figure II.22 : le couple électromagnétique.....	42

CHAPITRE III: COMMANDE PAR BACKSTEPPING DES PUISSANCES ACTIVES ET REACTIVES :

Figure III.1 : Schéma bloc de la structure de commande par Backstepping.....	53
Figure III.2 : Les puissances active et réactive statorique et sont référence.....	53
Figure III.3 : Le courant rotorique selon l'axe d et q.....	54
Figure III.4 : Le flux statorique selon l'axe d et q.....	54
Figure III.5 : Le courant statorique selon l'axe d et q.	54
Figure III.6: Courant statorique triphasés avec zoom.	55
Figure III.7: Courant rotorique triphasés avec zoom.....	55
Figure III.8: le couple électromagnétique.	55
Figure III.9 : Les puissances active et réactive statorique et sont référence.....	56

LISTE DES FIGURES

Figure III.10 : Le courant rotorique selon l'axe d et q.....	56
Figure III.11 : Le flux statorique selon l'axe d et q.	57
Figure III.12 : Le courant statorique selon l'axe d et q.....	57
Figure III.13 : Courant statorique triphasés avec zoom.	57
Figure III.14 : Courant rotorique triphasés avec zoom.	58
Figure III.15 :Le couple électromagnétique.....	58
Figure III.16: La puissance active et réactive statorique pour la (C.V) avec le zoom.....	59
Figure III.17: La puissance active et réactive statorique pour la (C.B) avec le zoom.....	60

LISTE DES SYMBOLES

MADA	: Machine asynchrone à double alimentation.
GADA	: Génératrice asynchrone à double alimentation.
M.L.I	: Modulation de largeur d'impulsions
f_s	:Fréquence des grandeurs statorique
f_r	:Fréquence des grandeurs rotorique
f_p	:Fréquence de la porteuse
S_1, S_2, S_3	: sont les impulsions de commande de l'onduleur
V_{dc}	La tension de bus continue
a, b, c	: Indice correspondents aux trois phases a, b, c
C.V	: Commande vectorielle
B,C	:Commande par backstepping
s,r	: Indice du stator, du rotor
d,q	: Indice des composantes orthogonales directs et en quadrature
R_s	: Résistance des enroulements statoriques.
R_r	: Résistance des enroulements rotoriques
l_s	: Inductance propre d'une phase statorique
l_r	: Inductance propre d'une phase rotorique
T_r	: Constante de temps rotorique
T_s	: Constante de temps statorique
M_{sr}	: Inductance mutuelle maximale entre le stator et le rotor
M_s	: Inductance mutuelle entre deux phases du stator.
M_r	: Inductance mutuelle entre deux phases du rotor
Φ_s, Φ_r	: Respectivement flux statorique rotorique
Φ_{sd}, Φ_{sq}	:Les flux statorique directes et en quadrature
Φ_{rd}, Φ_{rq}	:Les flux rotorique directes et en quadrature
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: Courants triphasés statoriques.
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	: Courants triphasés rotoriques
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	: Tensions simples triphasées statoriques.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	: Tensions rotoriques triphasées
V_{sd}, V_{sq}	: Tension statorique directes et en quadrature
V_{rd}, V_{rq}	: Tension rotorique directes et en quadrature
θ_s, θ_r	: Angel électrique statorique, rotorique
W_r	: Pulsation rotorique.

LISTE DES SYMBOLES

W_s	: Pulsation statorique.
W_m	: Pulsation mécanique
P	: Nombre de paires de pôles.
g	: Glissement
L_r	: Inductance cyclique d'une phase rotorique
L_s	: Inductance cyclique d'une phase statorique
M	: L'inductance mutuelle.
$[A_p]$: Matrice de PARK.
$[A_p]^{-1}$: Matrice inverse de PARK.
J	: Moment d'inertie.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple résistant.
P_s	: La puissance statorique active.
Q_s	: La puissance statorique réactive.
PI	: Proportionnel – Intégrale.
k_p	: Gain de l'action proportionnel du régulateur PI.
k_i	: Gain de l'action intégrale du régulateur PI.

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^{ème} 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^{ème} 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 :

**MODÉLISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION.**

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 ω_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 :

$$\frac{d\Phi}{dt} = V - R.i \tag{I.1}$$

On applique cette relation sur l'enroulement triphasé du stator et de rotor on trouve:

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + \frac{d\Phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + \frac{d\Phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s \cdot i_{sc} + \frac{d\Phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot i_{ra} + \frac{d\Phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r \cdot i_{rb} + \frac{d\Phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r \cdot i_{rc} + \frac{d\Phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

I.2.1.2 Représentation de la MADA dans le système triphasé et biphasé

La machine asynchrone à double alimentation doit être représentée dans le système triphasé et biphasé par la figure (I.1)

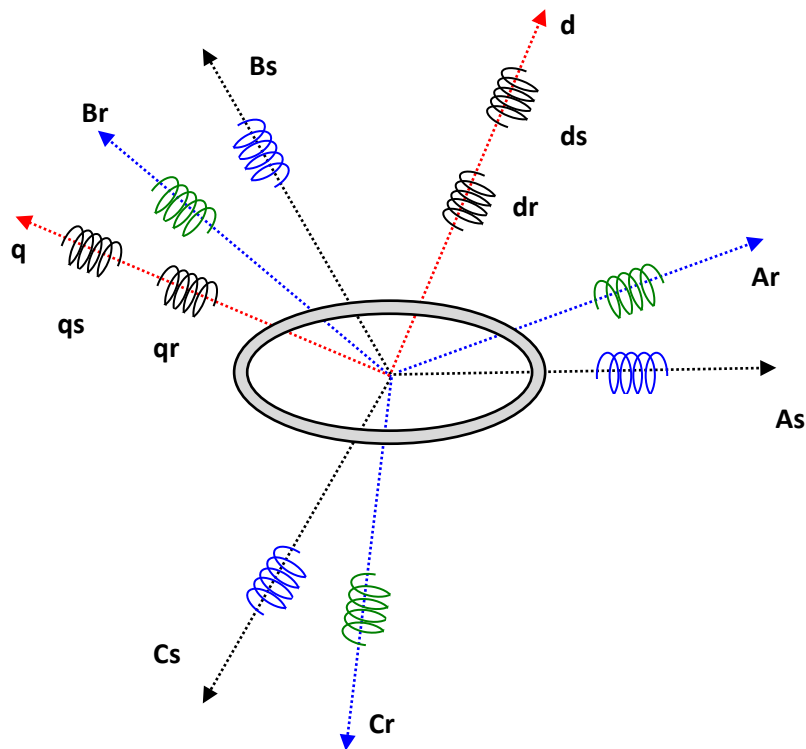


Fig. I.1 : Représentation de la MADA dans le système biphasé et triphasé.

I.2.1.3 Les équations magnétiques sous forme matricielle

Les équations magnétiques sont données par les expressions suivantes :

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

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.

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

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

(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:

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

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,

ω : La vitesse de rotation,

j : L'inertie des parties tournantes.

Les équations différentielles décrivent le fonctionnement de cette machine sont en fonction de θ_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 fixé par rapport 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 ω 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 θ dans la matrice de Park $[A_p]$ prend la valeur (θ_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:

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

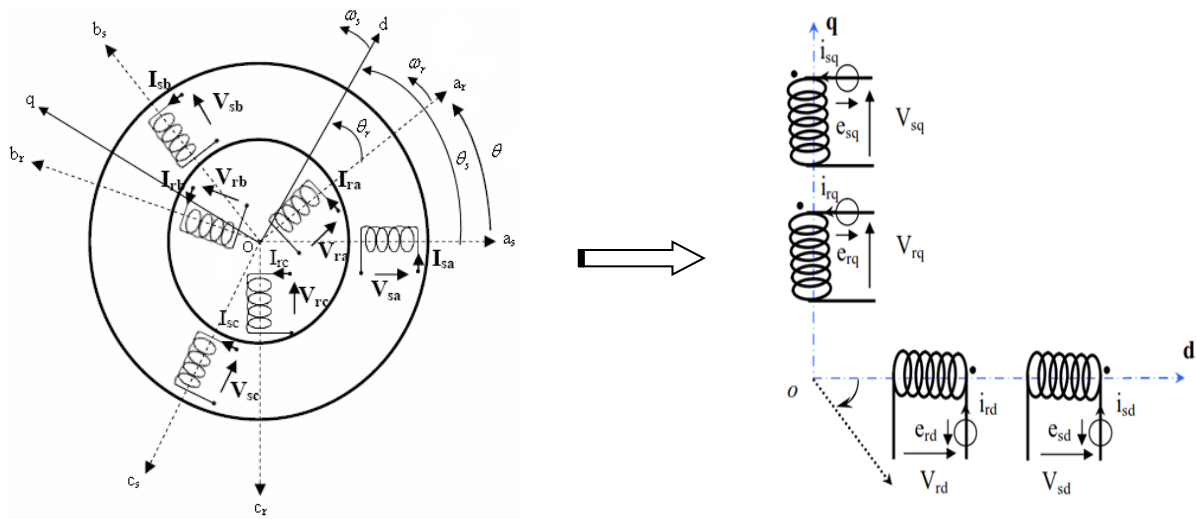


Fig. I.2 : Passage de système triphasé au système biphasé.

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 :

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

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

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

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 :

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

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 :

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

Au stator :

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

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

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

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 :

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

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

M L'inductance mutuelle.

$\Phi_{sd}, \Phi_{qs}, \Phi_{rd}$ et Φ_{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 (Φ_{sd}, Φ_{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 :

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

$$U = (V_{sd}, V_{rq}; V_{rd}, V_{rq})$$

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 :

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

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 σ , T_s , T_r , α et β dans le système d'équation (I.21) on obtient système sous forme matricielle est donné par :

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

On remarque que :

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

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

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

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

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 :

$$\begin{aligned} P_a &= R_s i_{sd}^2 + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \cdot i_{sd} + R_s i_{sq}^2 + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \cdot i_{sq} \\ P_a &= R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \left(\frac{d\Phi_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} \right) + \omega_s (\Phi_{sd} \cdot i_{sq} - \Phi_{sq} \cdot i_{sd}) \\ P_a &= P_j + P_r + P_{el} \end{aligned} \quad (I.29)$$

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

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 $C_r = 5 \text{ N.m}$.

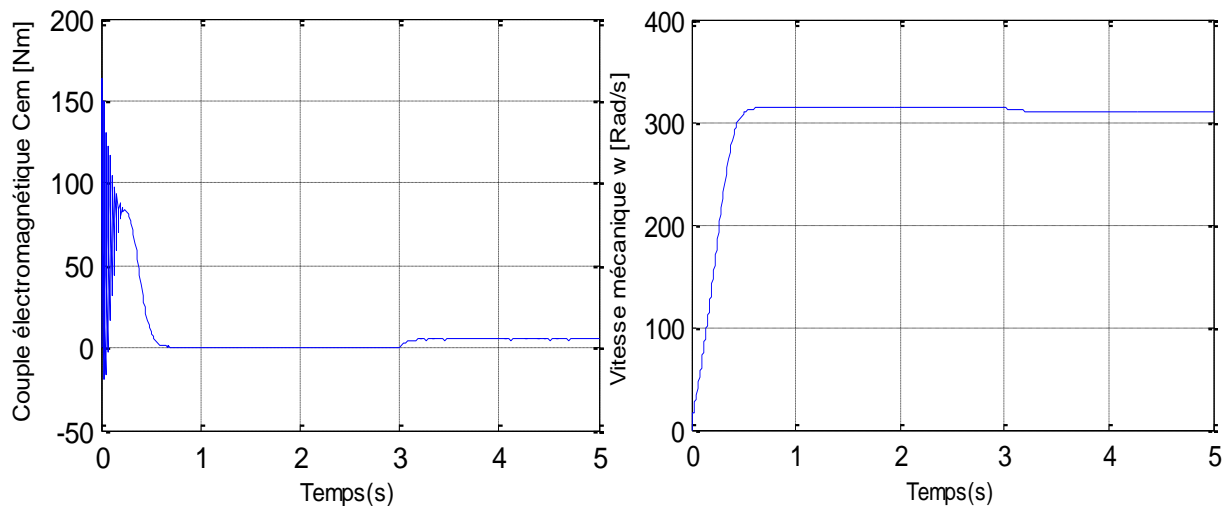


Figure I.3 : Le couple électromagnétique et la vitesse mécanique de MADA.

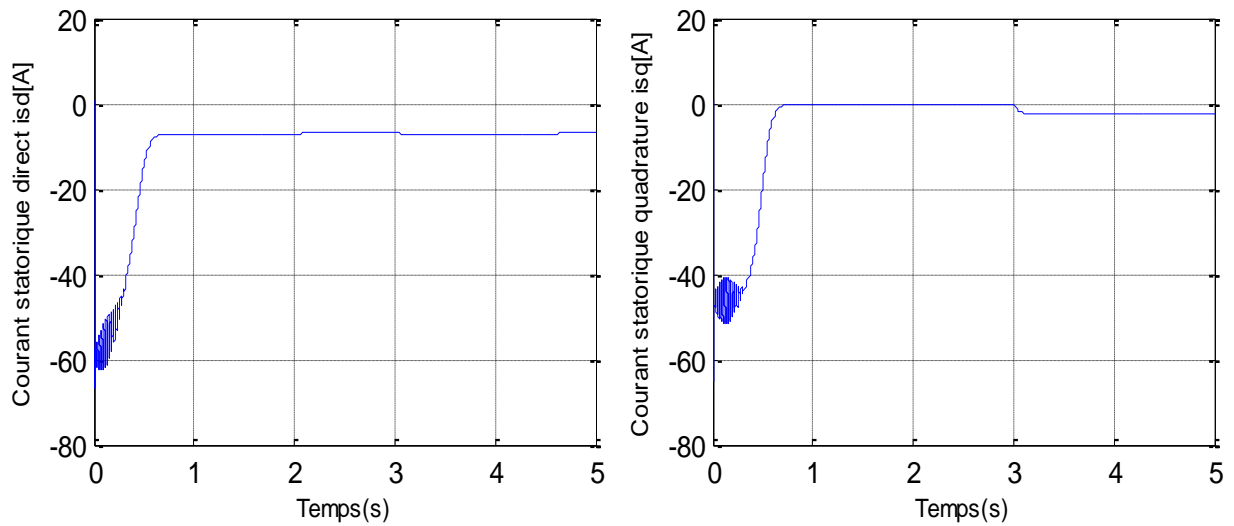


Figure I.4 : Les composantes du courant statoriques de MADA.

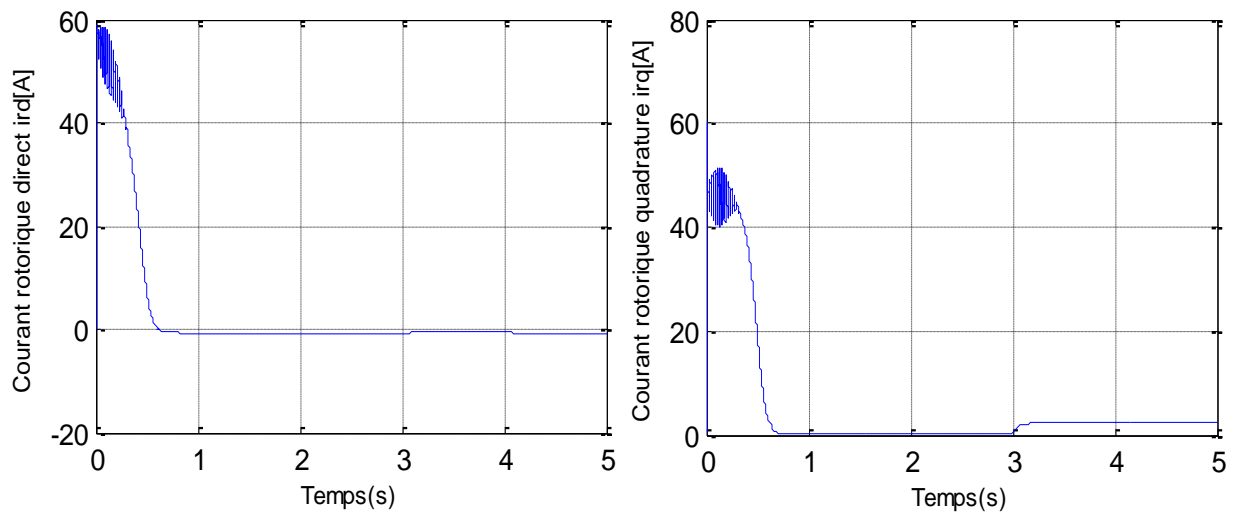


Figure I.5 : Les composantes du courant rotoriques de MADA

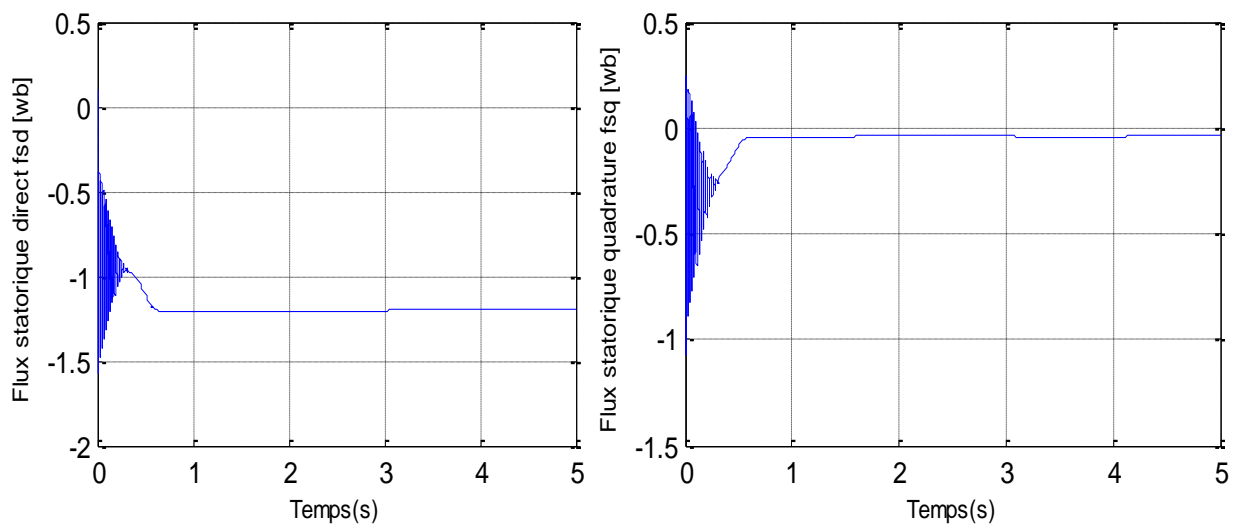


Figure I.6 : Les composantes du flux statoriques de MADA.

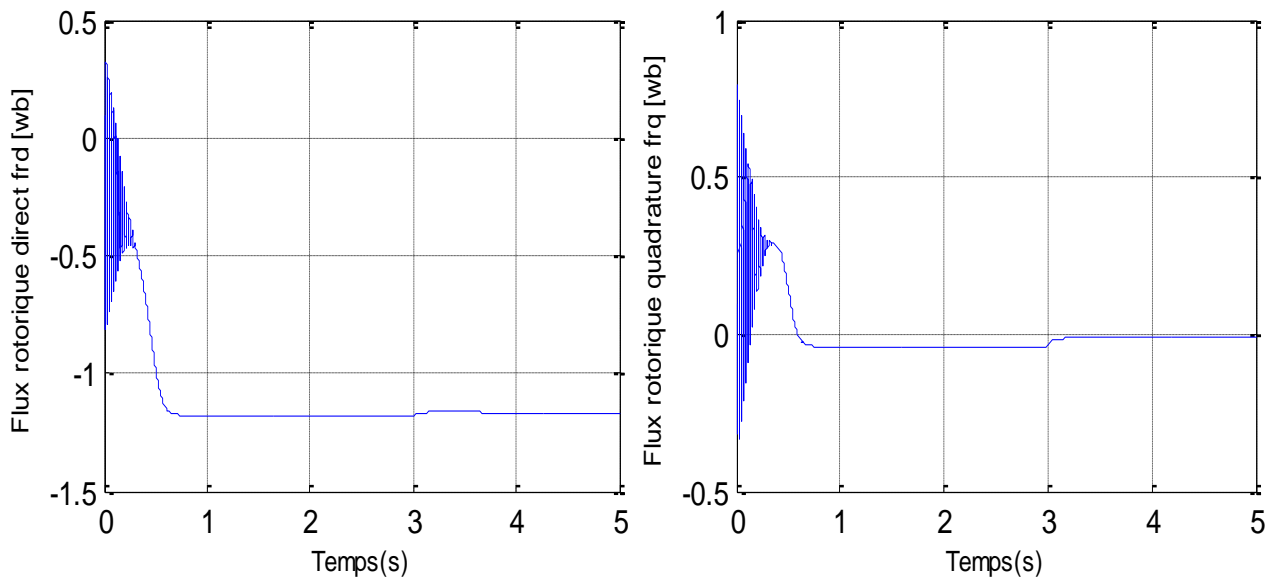


Figure I.7 : Les composantes du flux rotoriques de MADA.

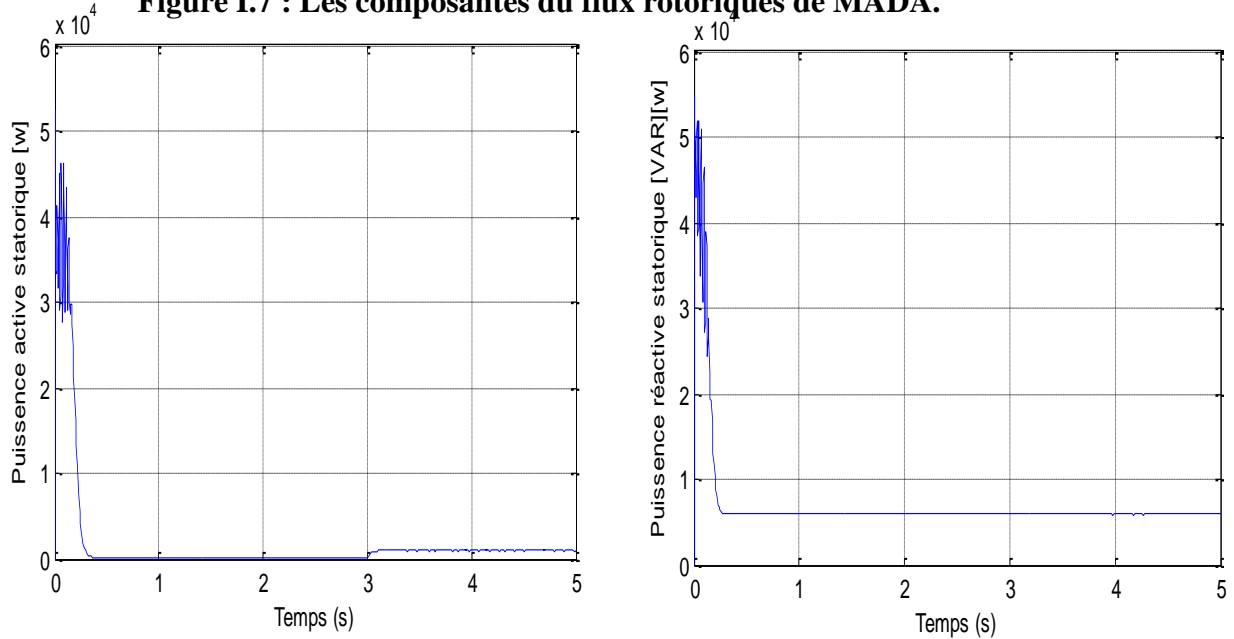


Figure I.8 : Les puissances actives et réactives statoriques de MADA.

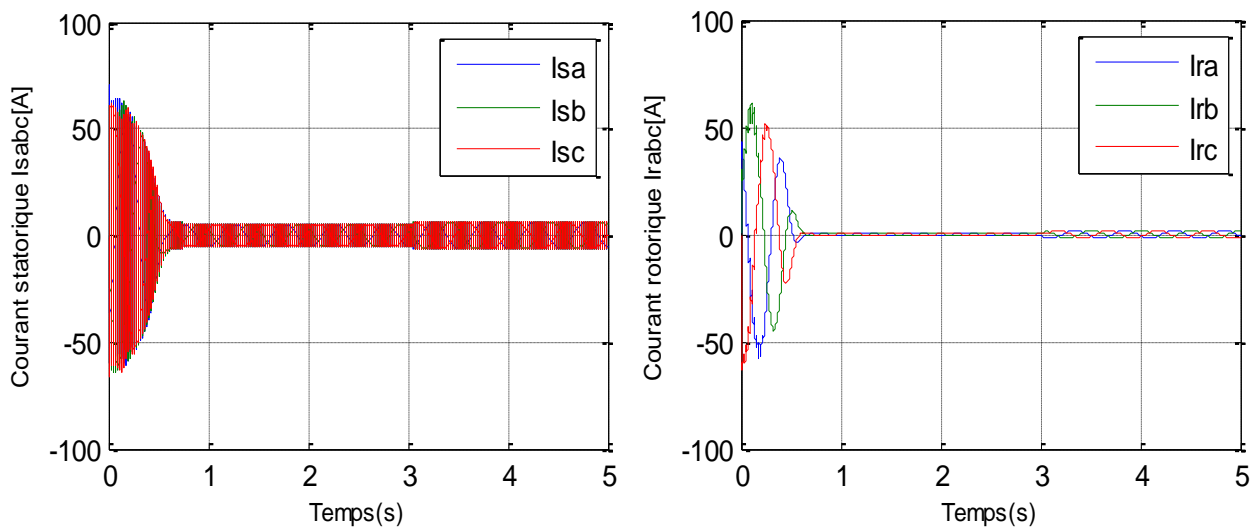


Figure I.9 : Les courants statoriques et rotoriques triphasés (a,b,c) de MADA.

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.

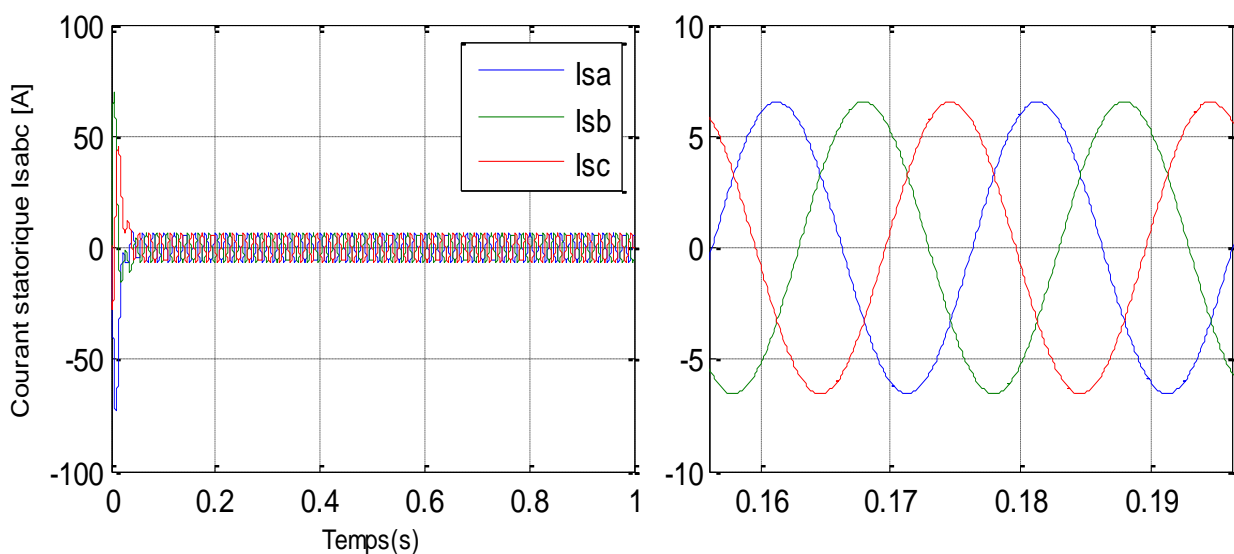


Figure I.10 : Les courants statoriques triphasés avec zoom.

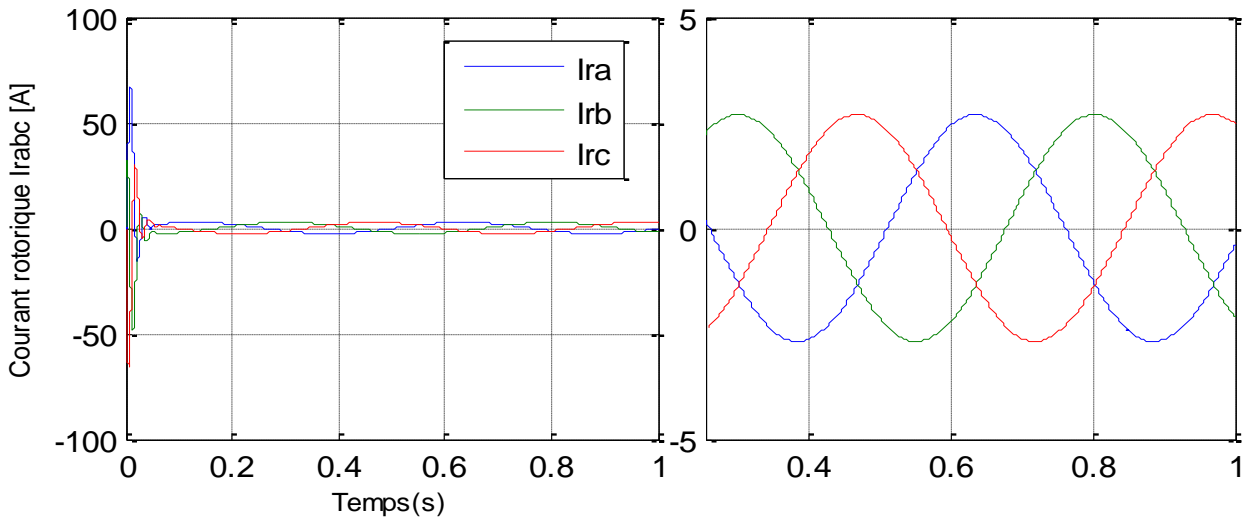


Figure I.11 : Les courants rotoriques triphasés avec zoom.

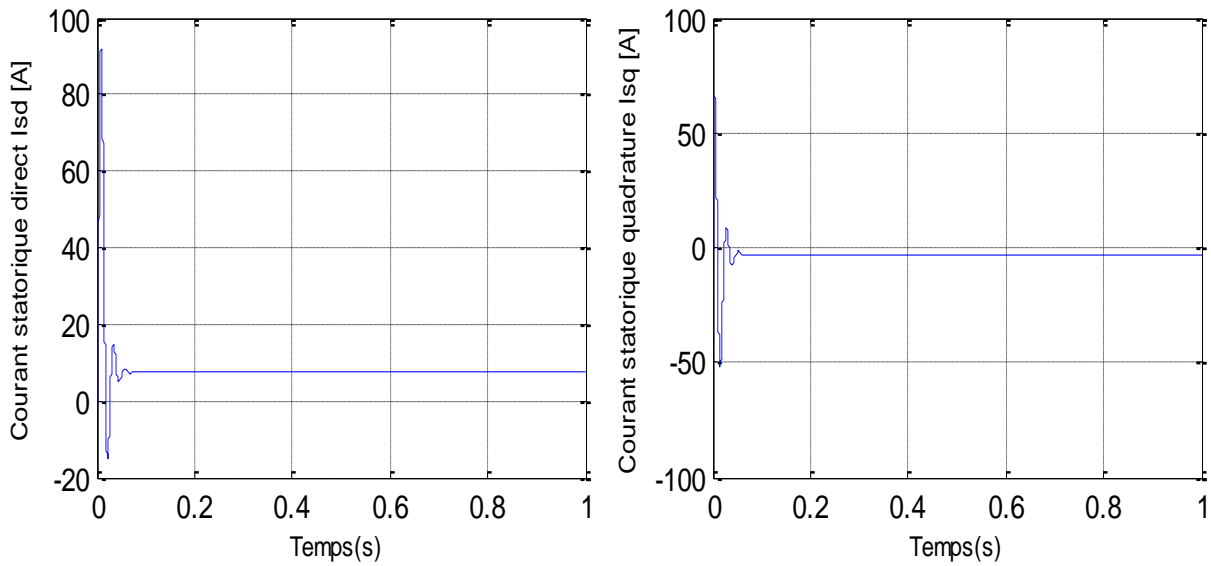


Figure I.12 : Les composantes du courant statoriques de la GADA (d-

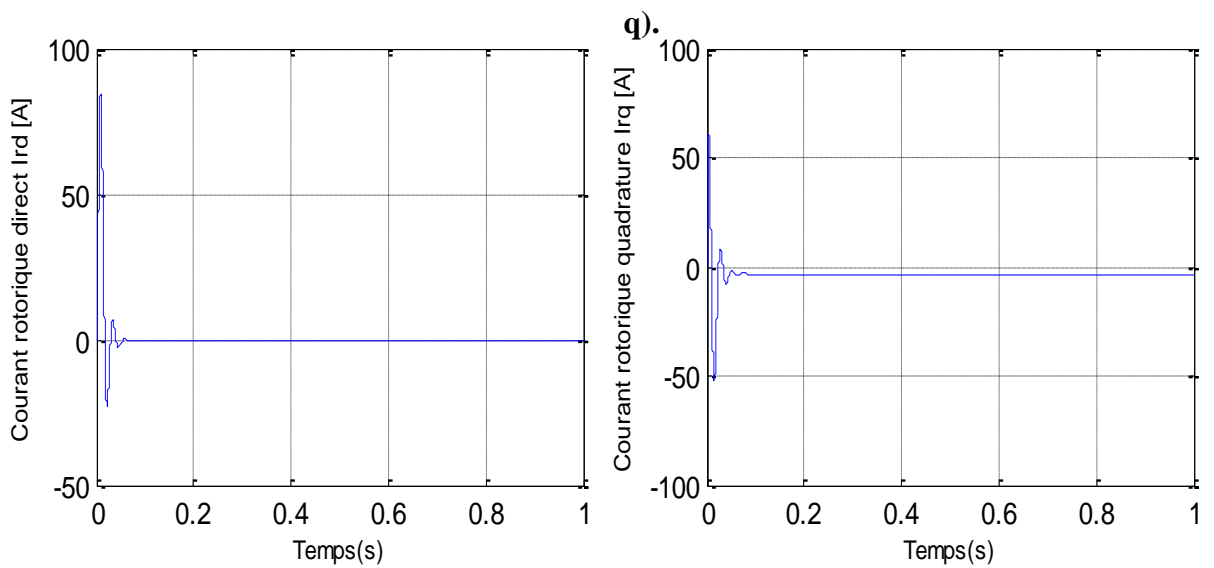


Figure I.13 : Les composantes du courant rotoriques de la GADA (d-q).

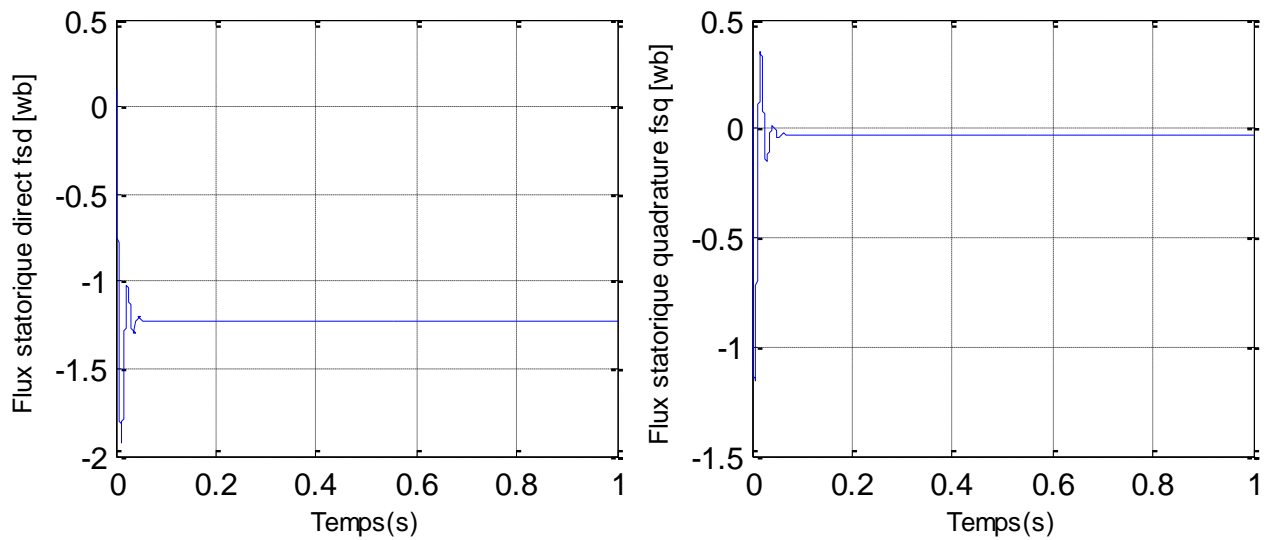


Figure I.14 : Les composantes du flux statoriques de la GADA (d-q).

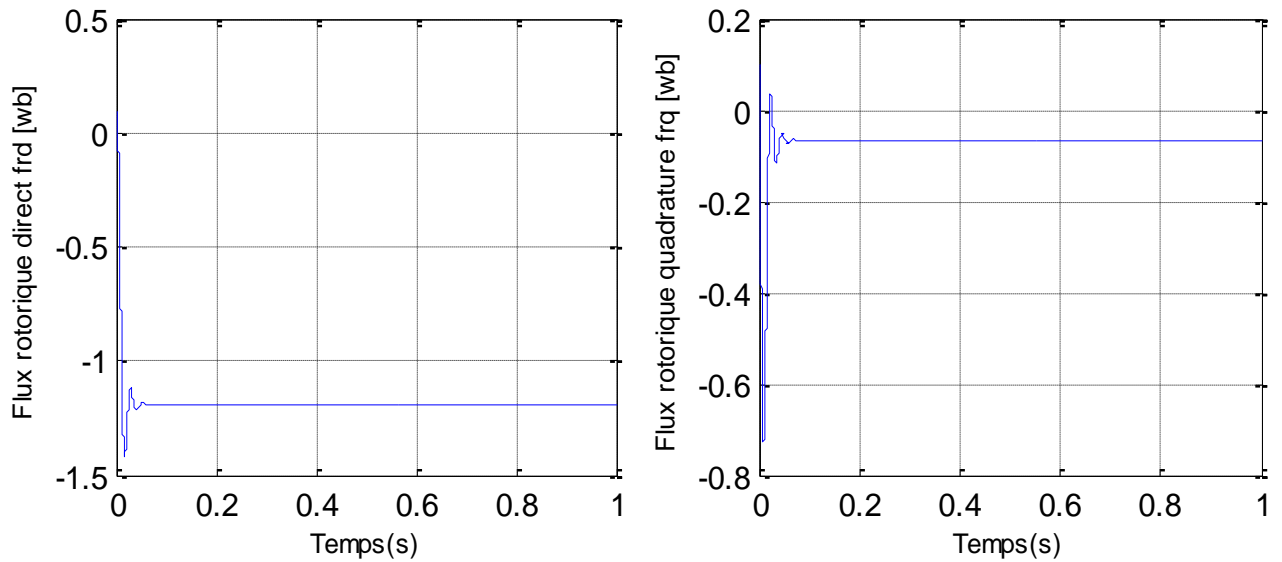


Figure I.15 : Les composantes du flux rotoriques de la GADA (d-q).

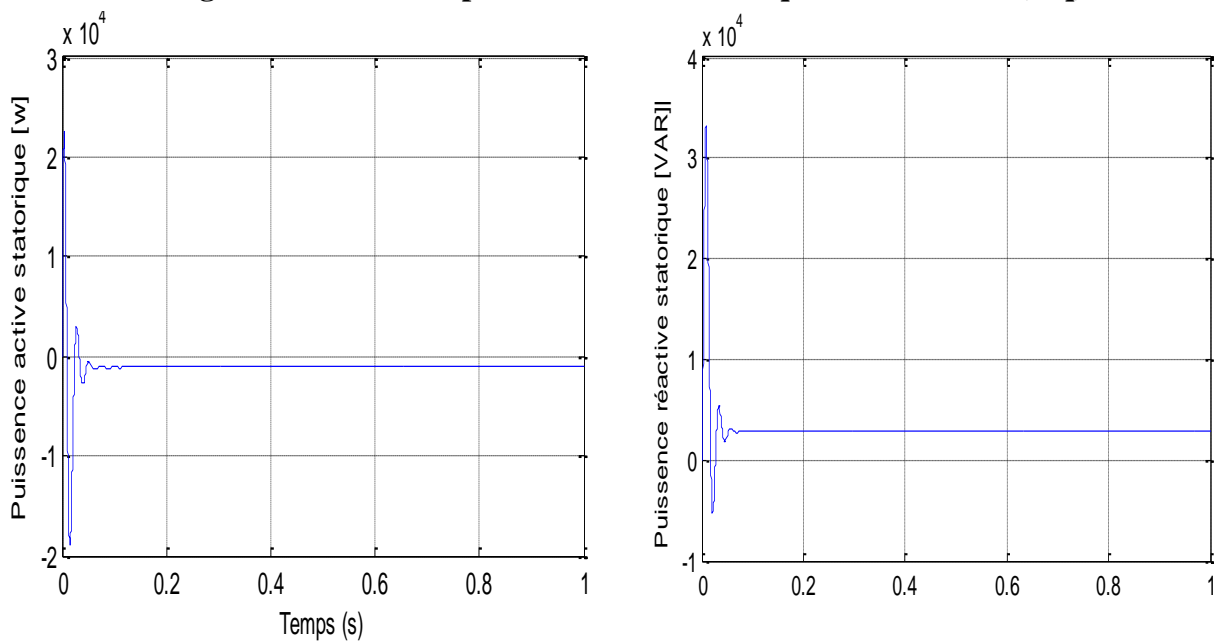


Figure I.16 : Les puissances actives et réactive statoriques de la GADA (d-q).

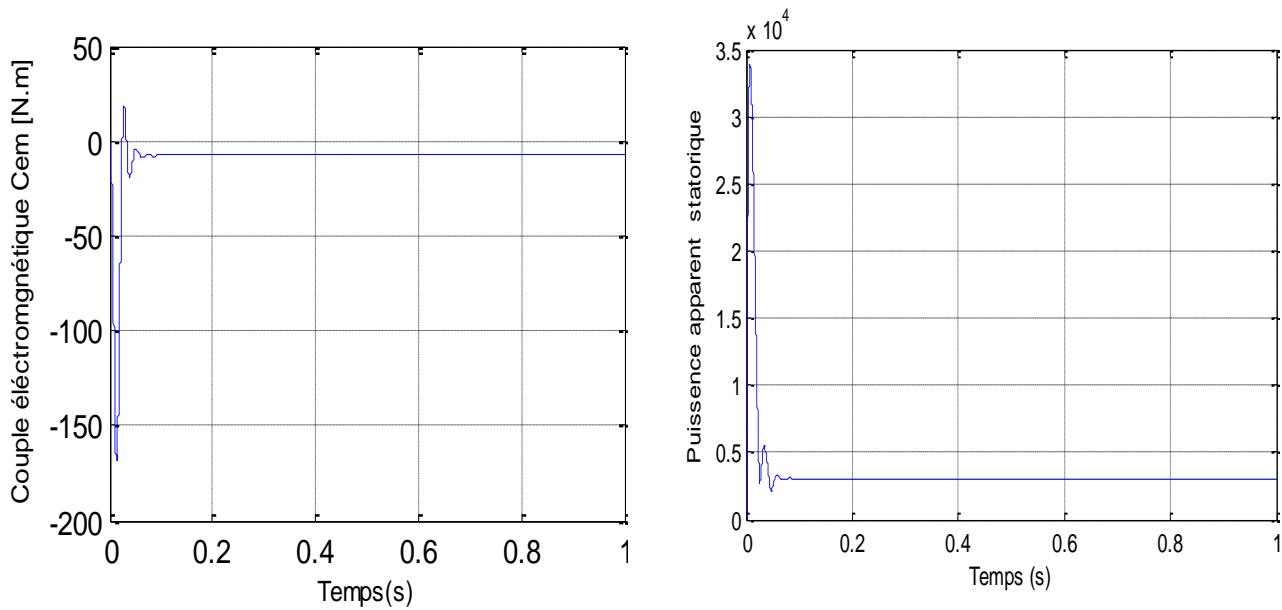


Figure I.17 : Couple électromagnétique et la puissance apparente.

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 :

**Commande vectorielle des puissances
actives et réactives**

II.1 Introduction

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur. [11]

Il ya deux méthodes pour effectuer la commande en puissance de cette machine, la Méthode qui consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive. Cette méthode sera appelée méthode directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine. La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette méthode appelée méthode indirecte. [12]

Le but de ce chapitre est de présenter la technique de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone à double alimentation. Quelques résultats de simulation seront présentés aussi pour montrer l'amélioration des performances dynamiques de la machine. Ensuite, on calcule le régulateur nécessaire pour la commande, et enfin on termine par les résultats de la simulation qui signifier la validation de commande.

II.2 Principe de la commande vectorielle

L'expression (I.33) du couple électromagnétique de la machine asynchrone à la forme d'une différence de couple produit par deux machines à courant continu(en excitation séparée) tournant en sens inverse l'une par rapport à l'autre. L'orientation du flux revient donc à annuler l'effet de la machine en inversion de sorte que l'expression du couple électromagnétique résultant soit de la forme de celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Dans une machine à courant continu à excitation séparée, le couple est donné par la relation :

$$C_{em} = K.I_a .I_f \quad (\text{II.1})$$

Où I_a est le courant d'induit, I_f est le courant d'excitation, K est une constante. En maintenant le courant I_f constant par le circuit de réglage de l'inducteur, le couple dépend uniquement du courant I_a [13].

Afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, I_{rd} est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant I_{rq} est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes I_{rd} et I_{rq} sont mutuellement découplées.

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d, q) où l'un de ces axes coïncide avec la direction désirée du flux qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer. Ce repère nous permet d'avoir deux composantes directe et en quadrature, l'une de flux statorique et l'autre de courant rotorique. On peut dire que La puissance active dépend uniquement du courant rotorique I_{rq} , et la puissance réactive dépend uniquement du courant I_{rd} [14] (voire la figure II.1).

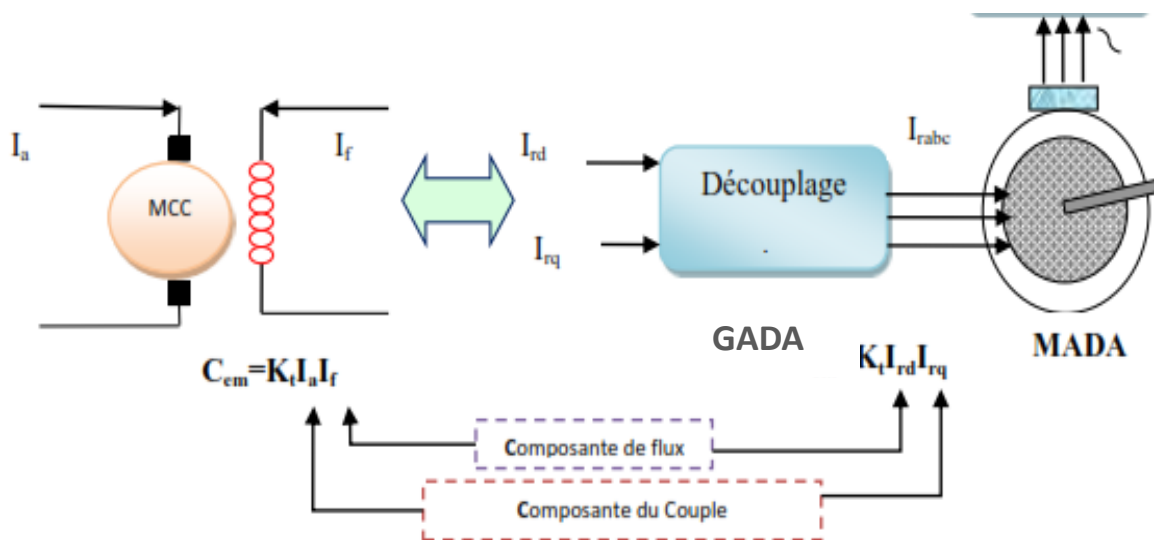


Figure II.1: Analogie entre MCC à excitation séparée et GADA.

II.3 Etablissement du modèle de la GADA

Nous utilisons la modélisation diphasée de la machine. On oriente le repère (d-q) afin que l'axe 'd' soit aligné sur le flux statorique.

On rappelle d'abord le système équations différentielles de la génératrice décrivant la machine asynchrone dans un repère lié au champ tournant qui est donné par :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

II.3.1. Choix du référentiel pour le modèle de la GADA dans le repère d-q :

En choisissant le référentiel diphasé (d-q) lié au champ tournant et à l'aide de la figure II.2. en plaçant le vecteur flux statorique Φ_s sur l'axe d, on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = \varphi_s \\ \Phi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \Phi_s \omega_s \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

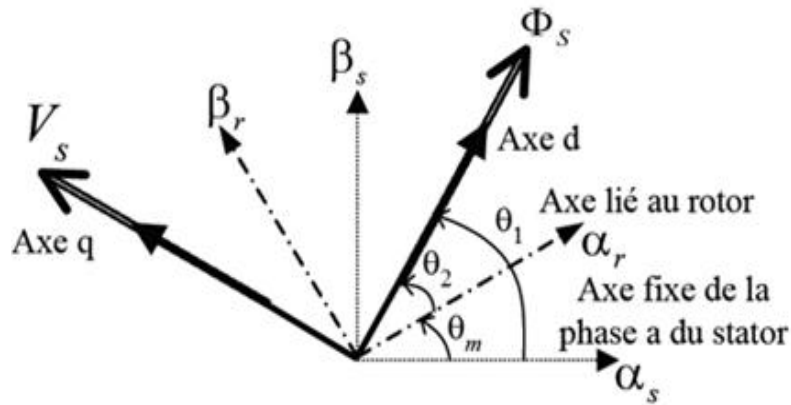


Figure II.2: Référentiel diphasé d q lié au champ tournant statorique.

En utilisant les simplifications précédentes, peuvent se simplifier sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{rd} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Si on néglige la résistance R_s qui est une hypothèse souvent acceptée pour les machines de grande puissance utilisée dans la production d'énergie éolienne, les équations des tensions de la machine se réduisent à la forme suivante [16].

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = \omega_s \cdot \Phi_s = V_s \\ V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

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

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = \Phi_s = L_s I_{sd} + M i_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

II.3.2. Relation entre le courant statorique et le courant rotorique :

A partir des équations des composantes directes et quadrature du flux statorique (II.7), nous pouvons écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques comme suit :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{F_{sd}}{L_s} - \frac{M}{L_s} \cdot i_{rd} \\ i_{sq} = - \frac{M}{L_s} \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

II.3.3. Expression des puissances actives et réactives dans le repère synchrone

Dans un repère diphasé quelconque les puissances actives et réactives sont exprimées par :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \\ Q_s = V_{sq} i_{sd} - V_{sd} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

L'application des hypothèses choisies ainsi que le système d'axes nous permet d'établir la simplification suivante :

$$\begin{cases} P_S = V_s i_{sq} \\ Q_S = V_s i_{sd} \end{cases}$$

Ainsi en remplaçant i_{sd} et i_{sq} par leurs expressions en fonction des courants rotoriques :

$$\begin{cases} P_S = -V_s \frac{M}{L_s} i_{rq} \\ Q_S = \frac{V_s \Phi_s}{L_s} - \frac{V_s M}{L_s} i_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

De l'expression (II.6) nous pouvons écrire :

$$\Phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (\text{II.11})$$

D'où d'après (II.10) alors :

$$\begin{cases} P_S = -V_s \frac{M}{L_s} i_{rq} \\ Q_S = \frac{V_s^2 \Phi_s}{\omega_s L_s} - \frac{V_s M}{L_s} i_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Il ressort de l'expression (II.12) 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 [14].

II.3.4. Expressions des tensions rotoriques en fonction de courants rotoriques

En remplaçant les courants statoriques direct et en quadrature par leurs expressions dans les équations (II.7), les expressions des flux rotoriques peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot i_{rd} + \frac{M \cdot V_s}{\omega_s \cdot L_s} \\ \Phi_{rq} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Avec $\omega_r = g\omega_s$ en injectant ces équations dans les expressions des tensions rotoriques :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot \frac{di_{rd}}{dt} - g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot i_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot \frac{di_{rq}}{dt} + g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot i_{rd} + g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

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

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} - g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot i_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot i_{rd} + g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

En appliquant la transformation de Laplace aux équations (II.14), on obtient :

$$\begin{cases} V_{rd} = \left[R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot P \right] i_{rd} - g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot i_{rq} \\ V_{rq} = \left[R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot P \right] i_{rq} + g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot i_{rd} + g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Avec

V_{rd} et V_{rq} : 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.

$g \frac{M \cdot V_s}{L_s}$: représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

A l'aide des systèmes d'équations (II.12) et (II.16), nous pouvons élaborer le modèle pour le contrôle des puissances tel qu'il est présenté par le schéma bloc ci-dessous :

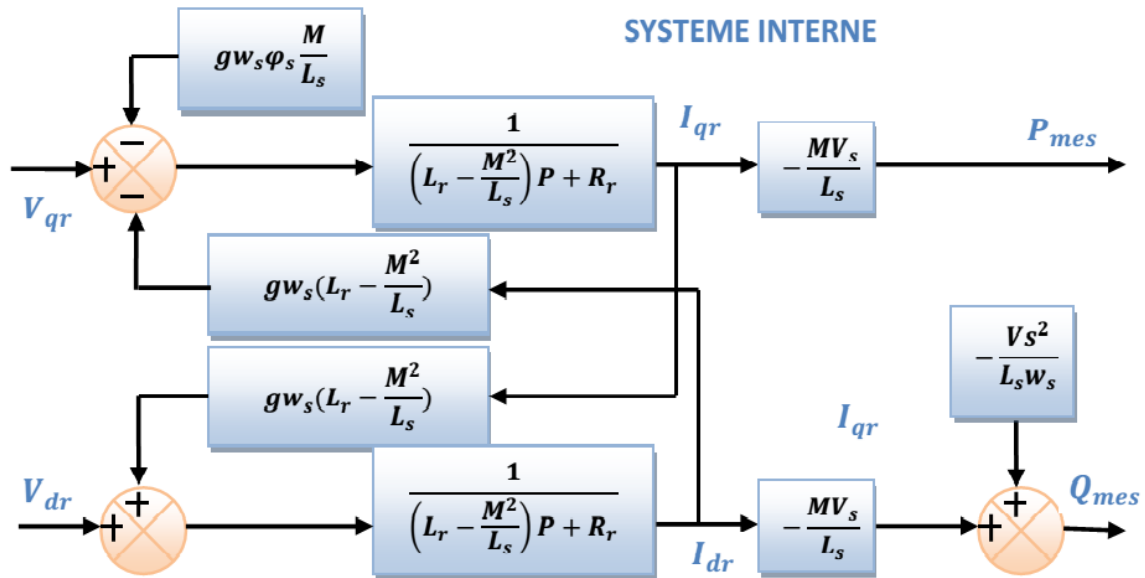


Figure II.3: Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances.

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances actives et réactives statoriques. Il montre également que nous pouvons mettre en place une commande vectorielle étant donné qu'à l'influence du couplage près, chaque axe peut être commandé indépendamment avec chacun son propre régulateur. 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 [14].

Donc la composante quadratique de tension du rotor V_{qr} contrôle la puissance active (le couple électromagnétique) et la composante directe V_{dr} contrôle la puissance réactive échangée entre le stator et le réseau. On retrouve ainsi le découplage si avantageux des moteurs à courant continu [15].

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) est nécessaire pour assurer que les puissances active et réactive du MADA suivent leurs consignes, et reste le plus communément utilisé pour la commande de ces machines en fonctionnement génératrice, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industriels. Les régulateurs de chaque axe ont pour rôle d'annuler l'écart entre les puissances actives et réactives de référence et la puissance active et réactive mesurée [14].

Ce type de régulateur est utilisé pour assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes.

Les boucles de régulation des puissances active P_s et réactive Q_s peuvent se présenter par le schéma bloc de la figure II.4:

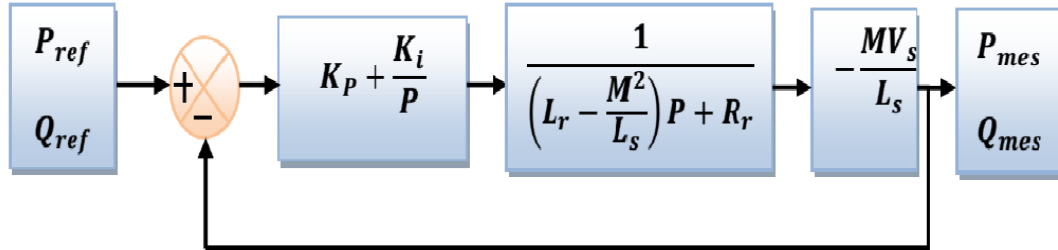


Figure II.4 Schéma de régulation des puissances statoriques P_s et Q_s .

II.4 Commande indirecte des puissances active et réactive

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.4.1 Commande indirecte sans boucles des puissances :

Cette commande est basée sur la régulation indirecte des courants rotoriques mesurées qui seront asservis avec les courants de références déjà déterminés par les puissances statoriques de références imposés à la machine[16].

Donc on peut dire que les courants rotoriques i_{rq} et i_{rd} , sont respectivement les images de la puissance active statorique P_s et la puissance réactive statorique Q_s , doivent poursuivre leurs courants de références [17].

A partir des expressions de la puissance active et réactive statoriques du système (II.12) on déduit les références des courants rotoriques direct et quadrature suivant les relations.

$$\begin{aligned} I_{rqref} &= - \frac{L_s}{V_s M} P_{sref} \\ I_{rdref} &= - \frac{L_s}{V_s M} F_{sref} + \frac{V_s}{\omega_s M} Q_s \end{aligned} \quad (II.17)$$

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.

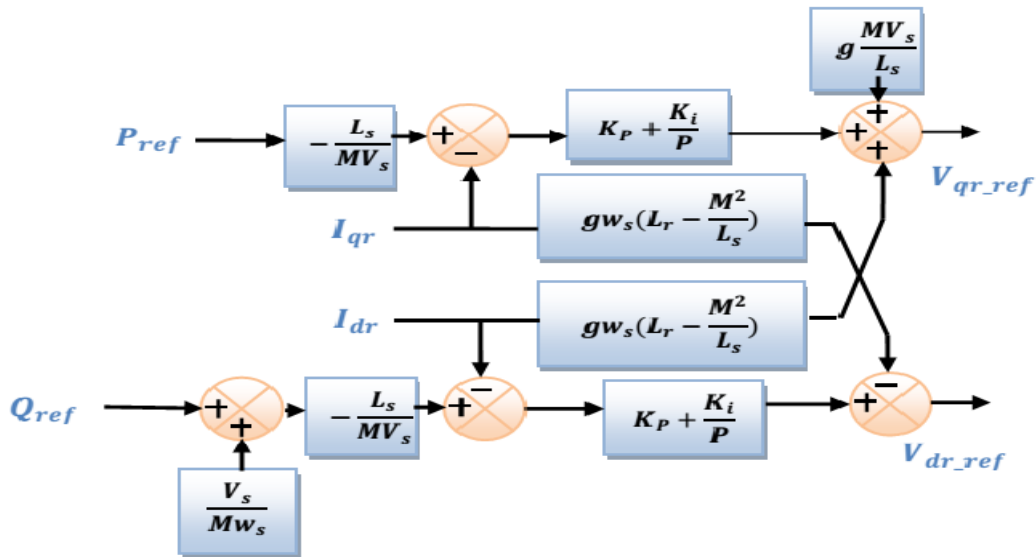


Figure II.5 : Schéma bloc de la commande indirecte en boucle ouverte.

Cette configuration consiste à réguler les courants par une boucle dans chaque axe, mais Elle n'est pas toujours fiable pour les puissances actives et réactives, car aux temps qu'il y a Une instabilité du réseau va donc provoquer une erreur sur le suivi des consignes de ces puissances.

II.4.2 Commande en boucle fermée

Ce type de structure (Figure II.6) est consisté pour réguler les puissances de manière optimale, et il est composé de deux boucles, la première est celle du courant tel qu'effectuée dans la section précédente, et la deuxième boucle est celle des puissances. Ainsi on aboutit à une régulation de la puissance à partir de consignes que l'on impose.

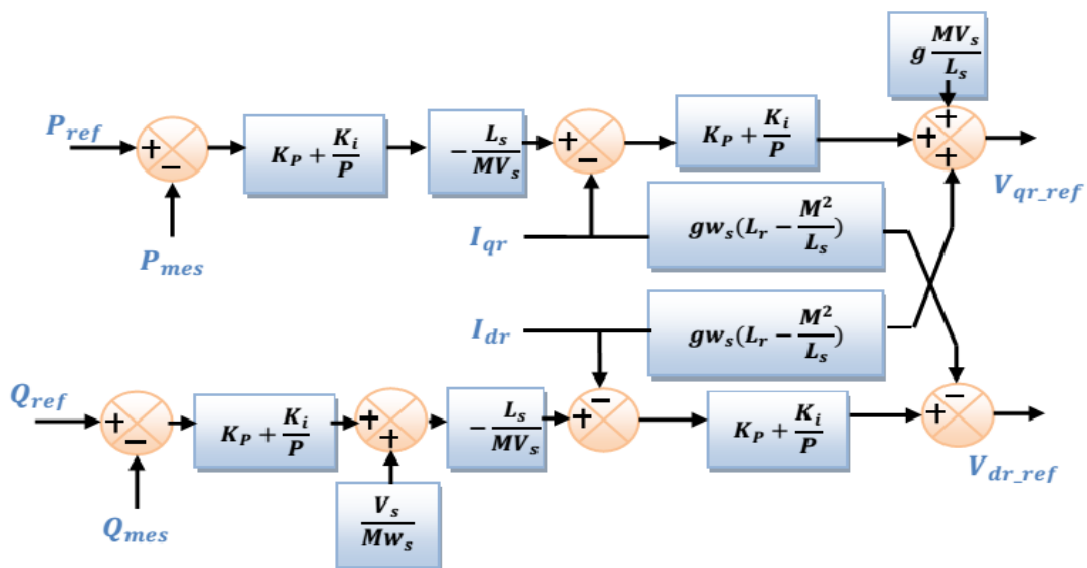


Figure II.6 : Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée.

II.4.3 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 $P = -3000\text{W}$ entre $t=1\text{s}$ et $t=3\text{s}$, et une puissance réactive $Q=0\text{VAR}$.

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 .

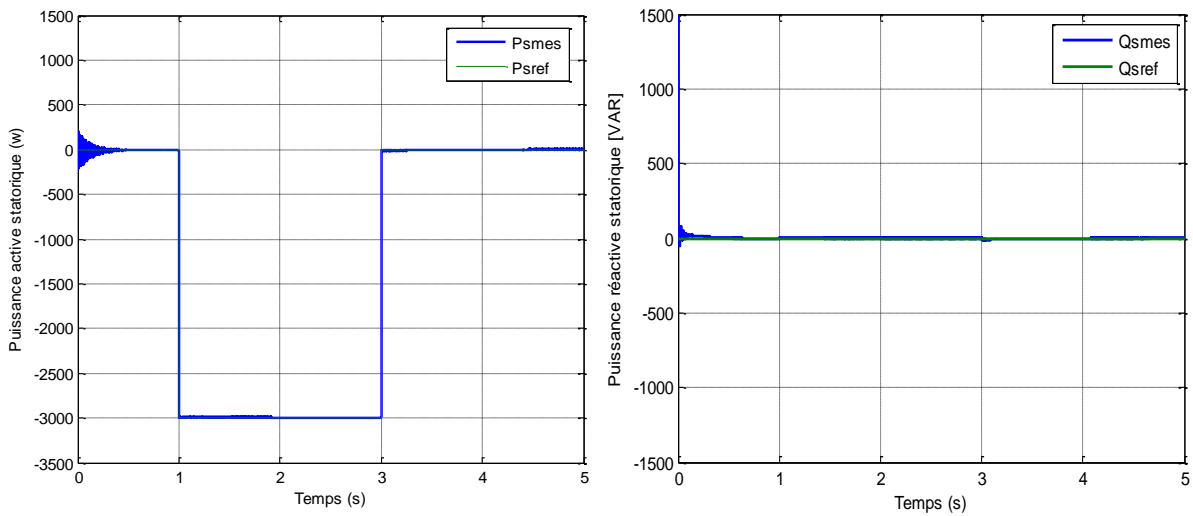


Figure II.7 : La puissance active et réactive statorique et sont référence

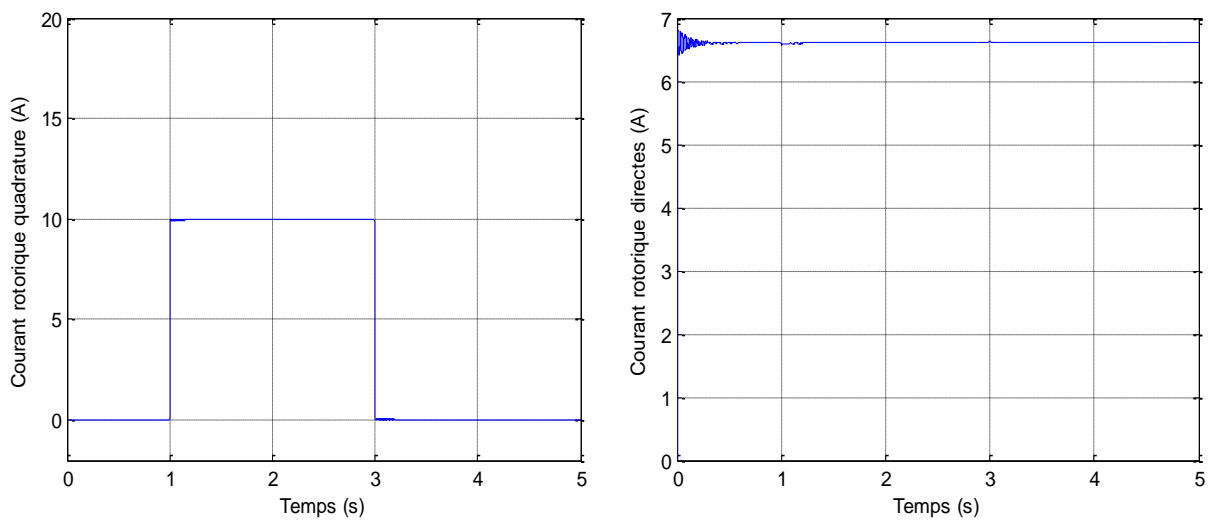


Figure II.8 : Le courant rotorique selon l'axe d et q.

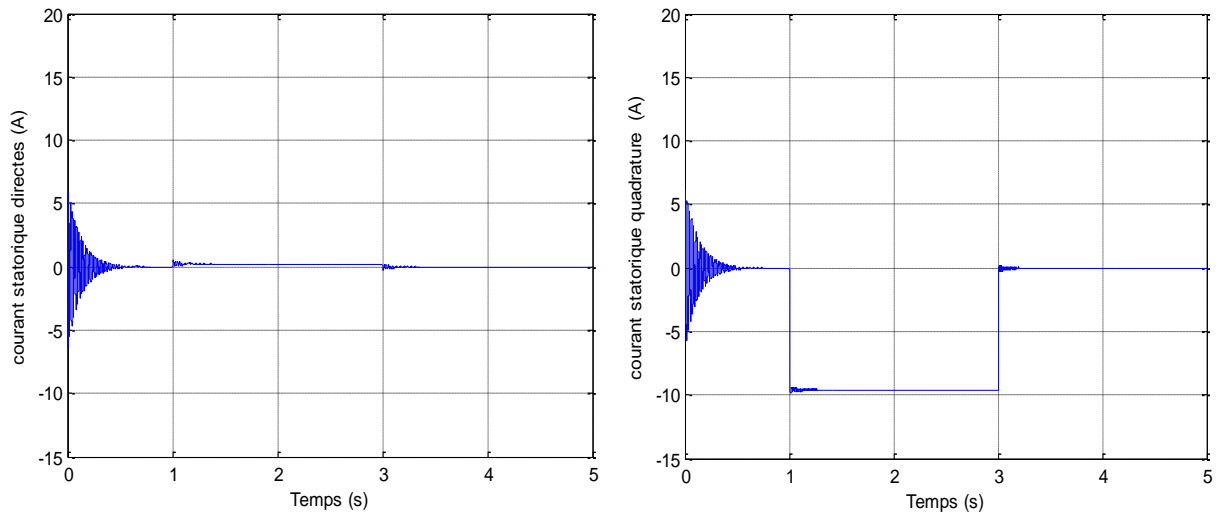


Figure II.9 : Le courant statorique selon l'axe d et q.

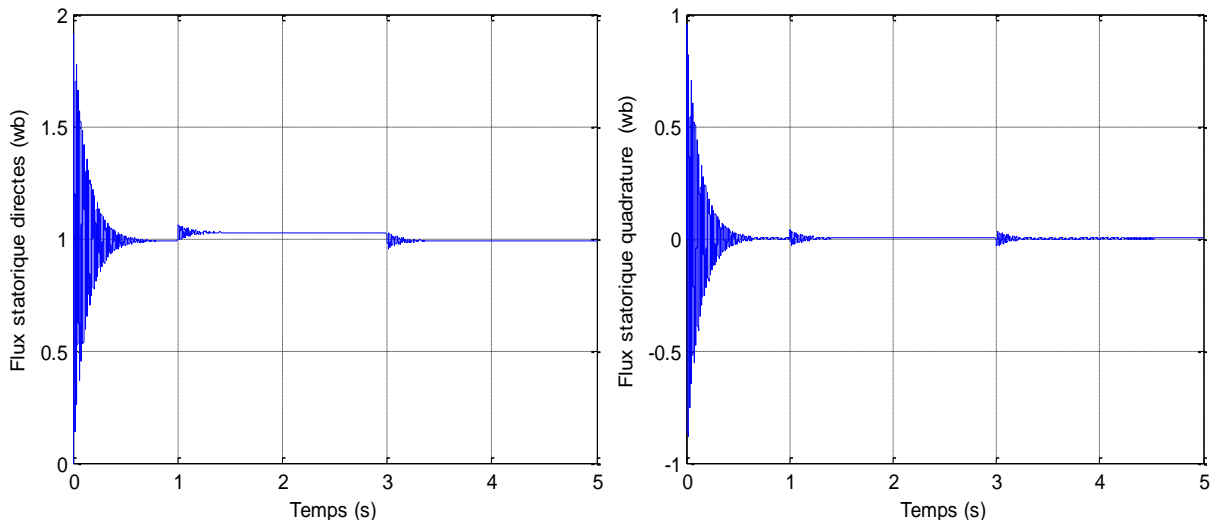


Figure II.10 : II.12: Le flux statorique selon l'axe d et q.

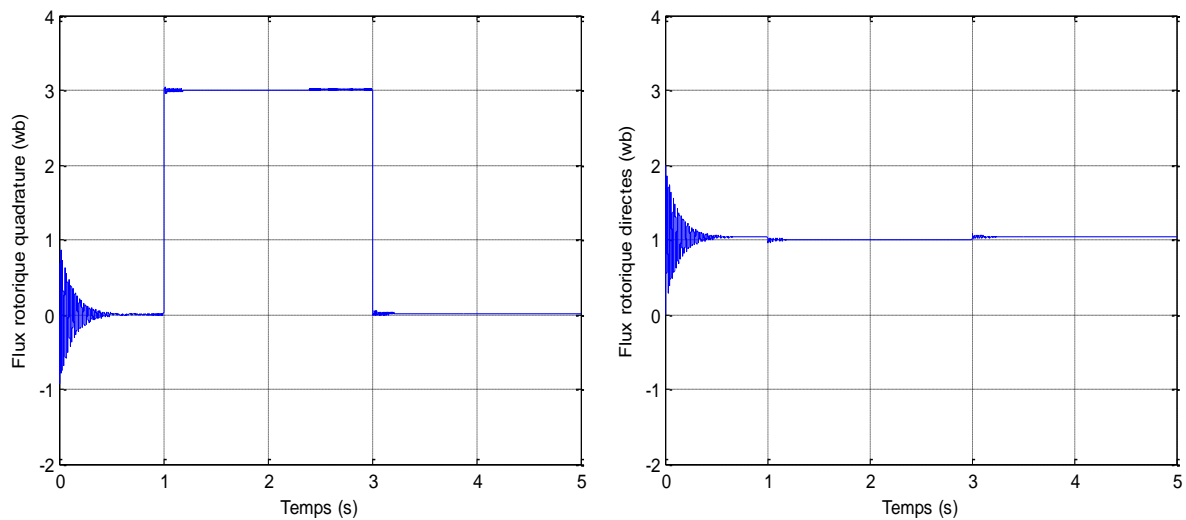


Figure II.11 : II.12: Le flux rotorique selon l'axe d et q.

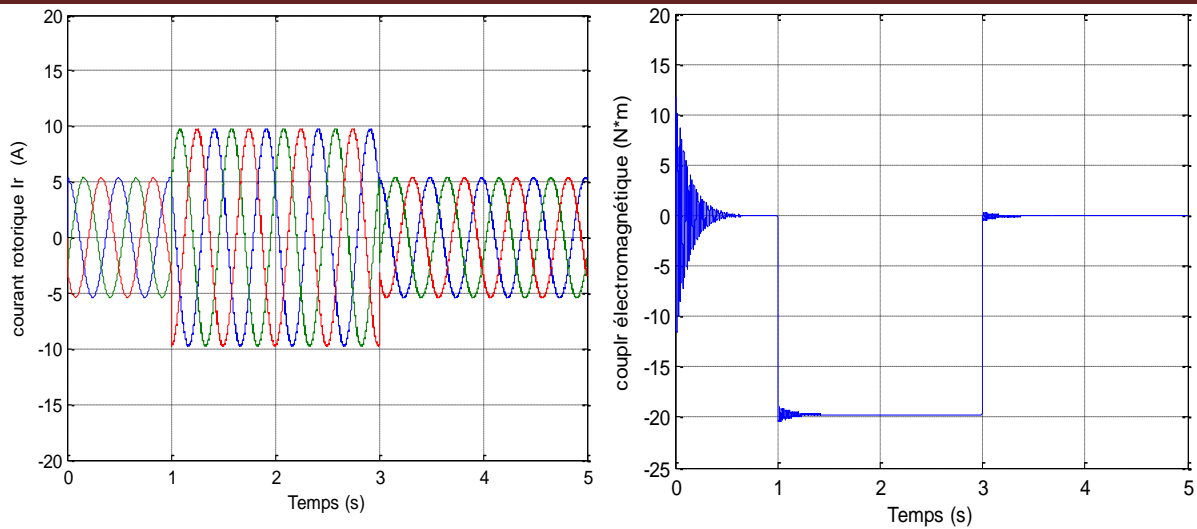


Figure II.12 : Courant rotorique triphasés et le couple électromagnétique.

II.4.4. Interprétation des résultats :

Pour évaluer et tester la technique de contrôle indirecte des puissances active et réactive par des régulateurs PI, une étude de simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB. Dans cette section, on est amené à représenter toutes les figures de simulation qui nous permettent d'évaluer les performances apportées par le système de réglage considéré pour un fonctionnement à vitesse constante. D'après ces résultats on constate que :

La simulation de cette commande a été faite en imposant les puissances active et réactive statoriques : P_{ref} et Q_{ref} . Pendant que la machine est entraînée à vitesse de rotation constante.

Nous remarquons que les grandeurs de référence ont été suivies par la "GADA" pour les deux puissances active et réactive. On remarque des oscillations aux instants d'application des échelons de puissance dues au couplage entre les deux axes de la machine et on remarque aussi que 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.5 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.13**) car dans le cadre de cette étude nous avons pour but d'amélioreront la qualité des tensions ondulées par la diminution des harmoniques [18].

II.5.1 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux :

Les progrès réalisés ces dernières années dans 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 [19].

Le rotor de la GADA est connecté au bus continu par l'intermédiaire d'un onduleur de tension (**Figure II.14**). 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 [20].

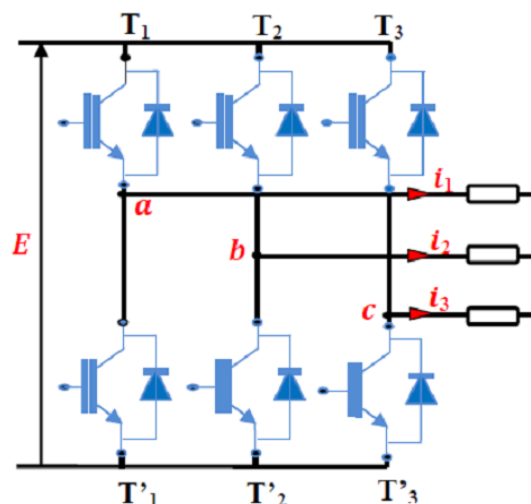


Figure II.13 : Onduleur à deux niveaux utilisant des transistors IGBT.

II.5.1.1 Modèle de l'onduleur à deux niveaux:

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 » K_i ($i=1, 2, 3, 4, 5,6$). Il devient possible de déduire un modèle complet de l'onduleur :

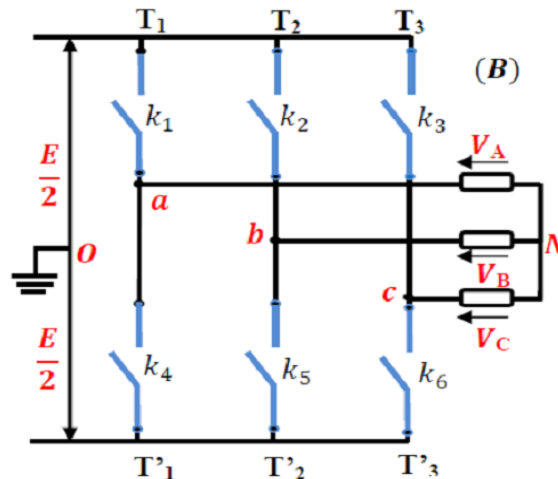


Figure II.14 : Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux

Pour exprimer les tensions de lignes en fonction de la tension dans l'étage continu et de l'état des commutateurs, les variables S_1 , S_2 et S_3 se doivent d'être définies en fonction de l'état des commutations dans les trois branches :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{Branche 1:} \\
 S_1 = 0 \text{ Si } k_1 \text{ est ouvert et } k_4 \text{ est fermé} \\
 S_1 = 1 \text{ Si } k_1 \text{ est fermé et } k_4 \text{ est ouvert.} \\
 \text{Branche 2:} \\
 S_2 = 0 \text{ Si } k_2 \text{ est ouvert et } k_5 \text{ est fermé;} \\
 S_2 = 1 \text{ ; Si } k_2 \text{ est fermé et } k_5 \text{ est ouvert.} \\
 \text{Branche 3:} \\
 S_3 = 0 \text{ Si } k_3 \text{ est ouvert et } k_6 \text{ est fermé;} \\
 S_3 = 1 \text{ Si } k_3 \text{ est fermé et } k_6 \text{ est ouvert.}
 \end{array} \right. \quad (\text{II.18})$$

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- 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 tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors par :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

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

$$\text{Donc : } V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3.V_{ON} = 0 \Rightarrow 3.V_{ON} = -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (\text{II.20})$$

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

Or, si on considère que les tensions sont équilibrées on peut déduire les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} V_A = \frac{3}{2}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_b = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_c = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Ainsi l'onduleur est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique alors, on peut écrire le système (II.21) sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ao} \\ V_{Bo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2} \cdot S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2} \cdot S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2} \cdot S_3 \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

S_1, S_2, S_3 sont les impulsions de commande de l'onduleur

Et à l'aide de l'équation (II.18) on remplace (II.23) dans (II.22) on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Le système (II.23) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI.

II.5.2 Commande triangulaire-sinusoïdale :

La fonction MLI (Modulation en Largeur d'Impulsion) ou PWM (Pulse Width Modulation) joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension (ou de courant) de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système [21].

La MLI permet de former pour chaque alternance de la tension de sortie plusieurs créneaux. Pour obtenir cela, on adopte une certaine technique de commande des interrupteurs de l'onduleur. la stratégie triangulaire-sinusoïdale est l'une des techniques les plus simple. Elle consiste à compare les trois tension de référence, calculées par une transformation inverse de Parke à un signal (porteuse) triangulaire d'amplitude fixe et de pulsation notamment supérieure à celle des tensions de références [22]. La stratégie triangulo- sinusoïdale est caractérisée par deux paramètres qui sont :

- L'indice de modulation m qui représente le rapport de la fréquence de la porteuse à la fréquence de référence et le coefficient de réglage en tension qui représente le rapport de l'amplitude de l'onde de référence à la valeur de crête de la porteuse. $m = \frac{f_p}{f}$
- Les instants de commutation sont obtenus par la comparaison de trois tension de référence de fréquence f à l'onde triangulaire de haute fréquence f_p [20]. $r = \frac{V_{ref}}{U_p}$

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si [23]:

$$f_{\text{porteuse}} > f_{\text{référence}}$$

II.5.2.1 Algorithme de commande

Algorithme de commande de la stratégie triangulosinusoidale pour un onduleur à deux niveaux pour un bras k peut être résumé en 2 étapes :

➤ **Etape 1**

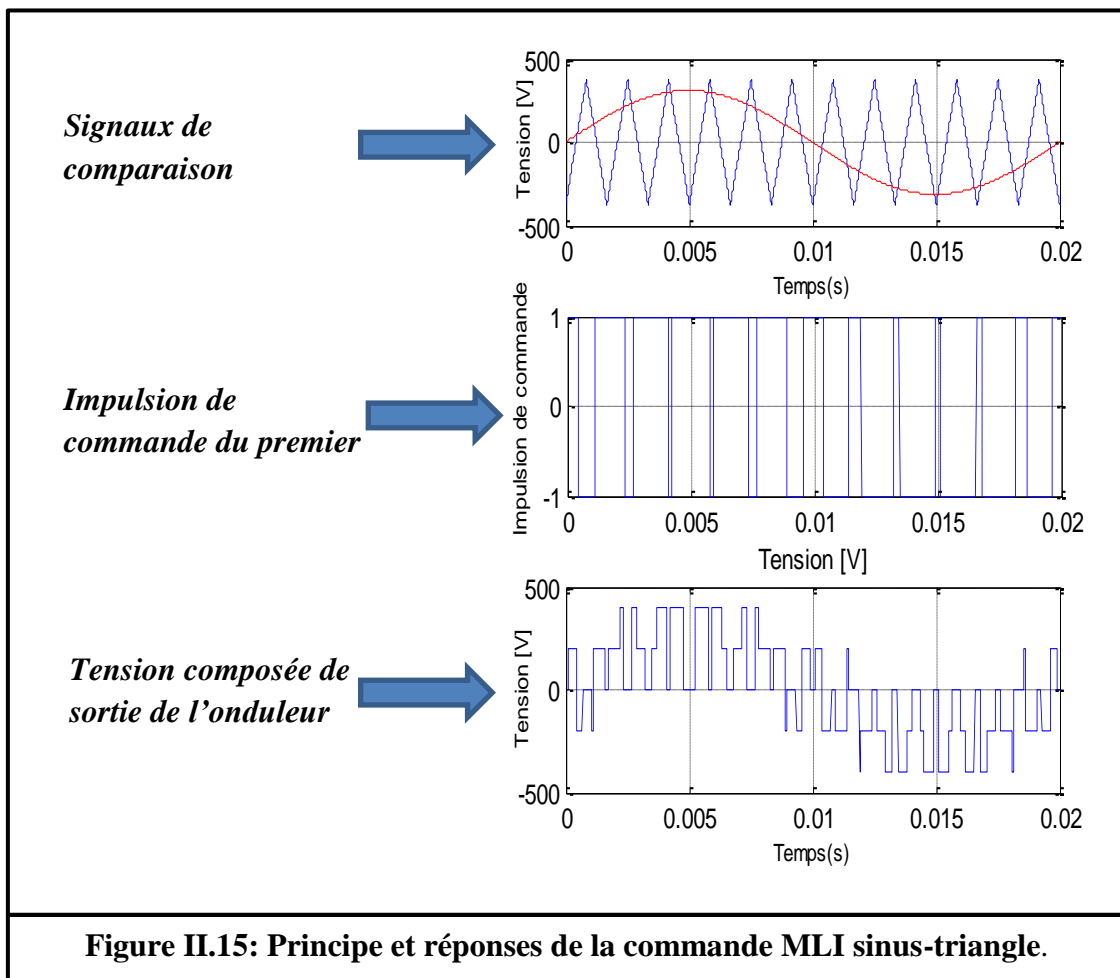
$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_p \Rightarrow V_k = V_{dc} \\ V_{refk} < U_p \Rightarrow V_k = -V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Tel que V_c est la tension du bus continue.

➤ **Etape 2**

$$\begin{cases} V_k = V_{dc} \Rightarrow S_k = 1 \\ V_k = -V_{dc} \Rightarrow S_k = 0 \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

II.5.2.2 Simulation d'onduleur MLI en générale



II.5.3. Résultats de simulation avec onduleur :

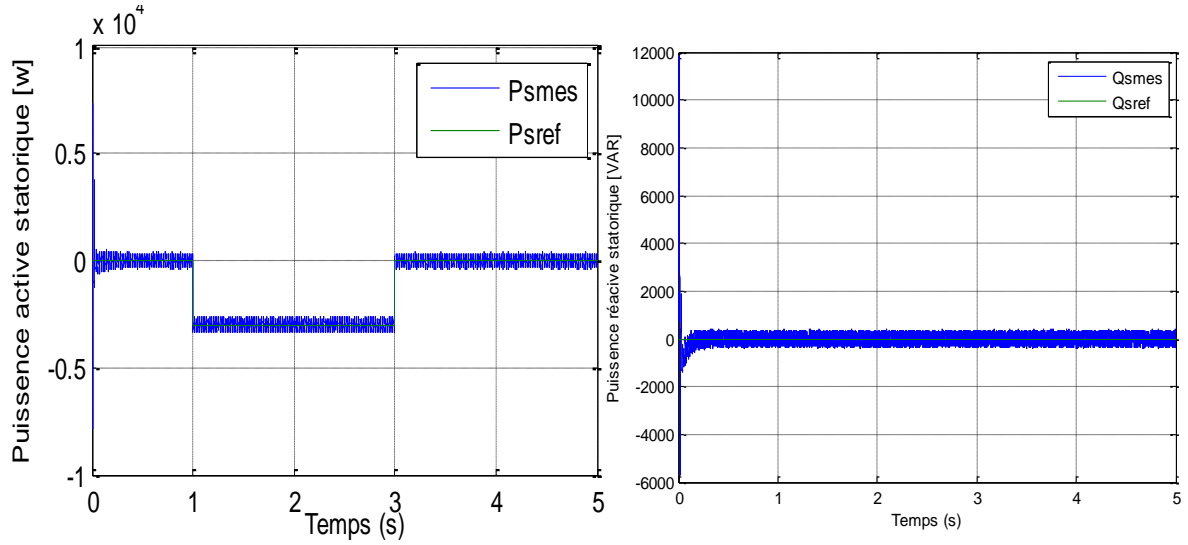


Figure II.16: La puissance active et réactive et sont référence

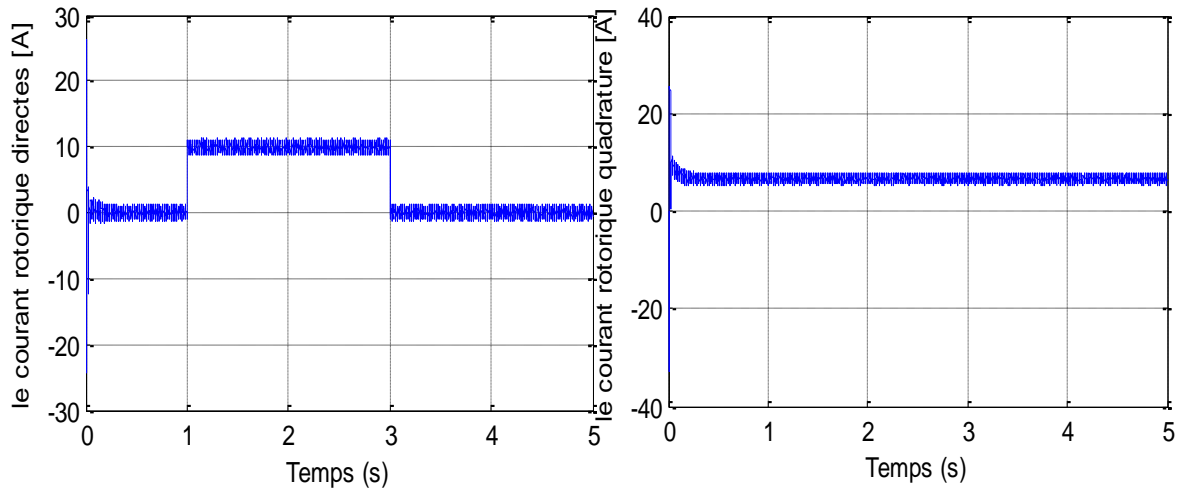


Figure II.17 : Les courants rotoriques quadrature et directes

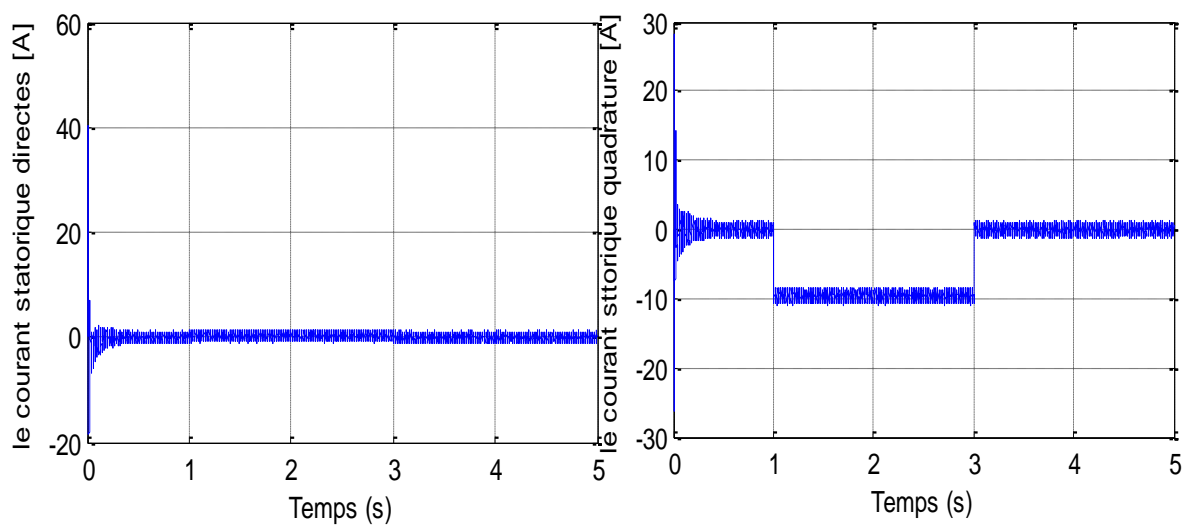


Figure II.18 : Les courants statoriques quadrature et directes

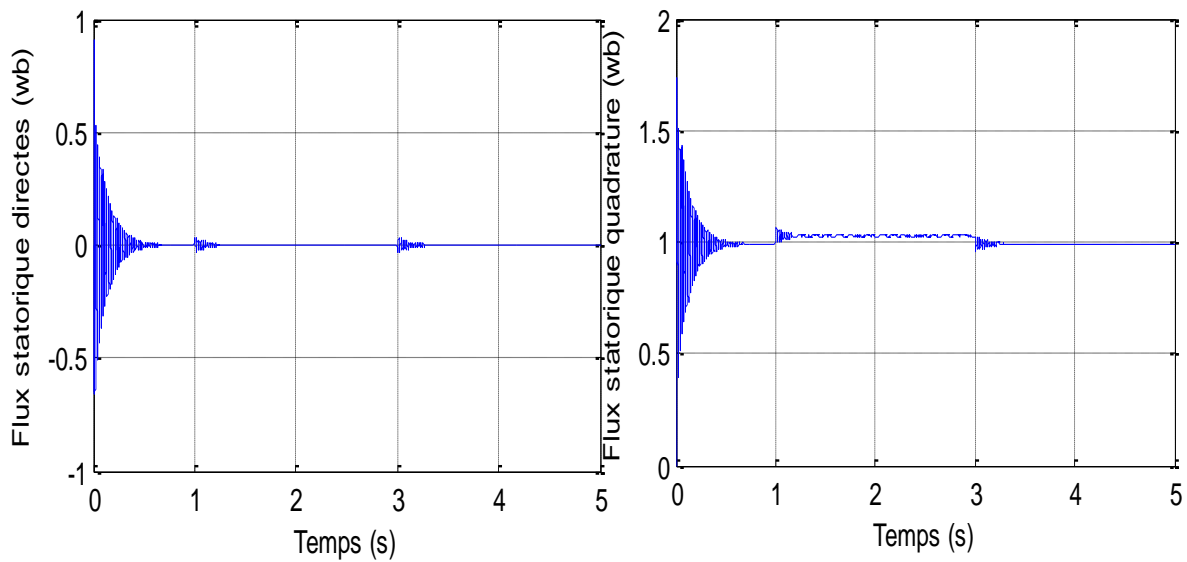


Figure II.19 : Le flux statorique quadrature et directes

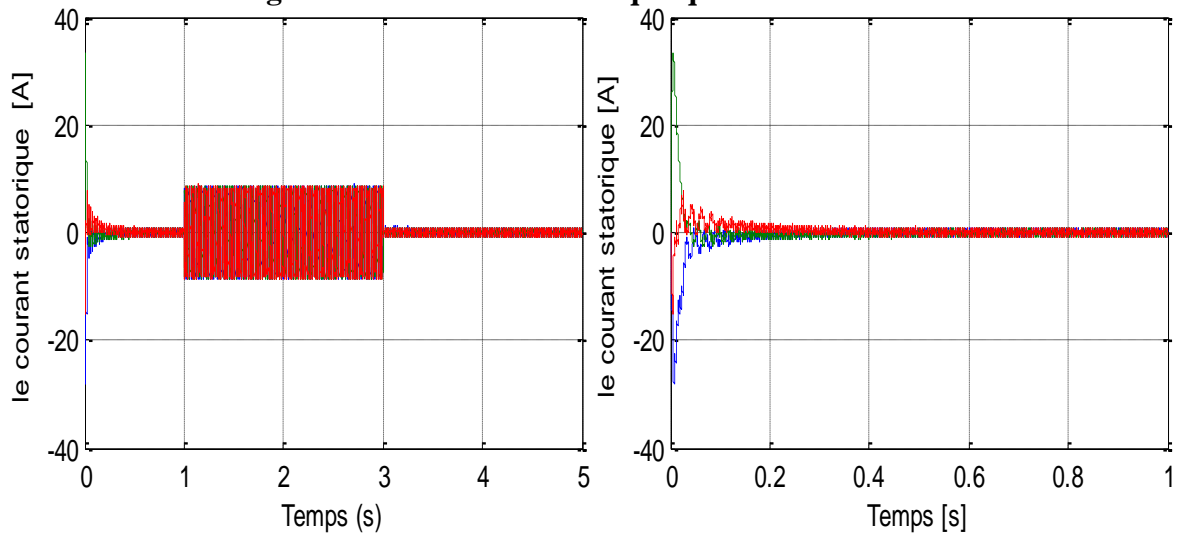


Figure II.20 : Le courant statorique des phases A,B,C

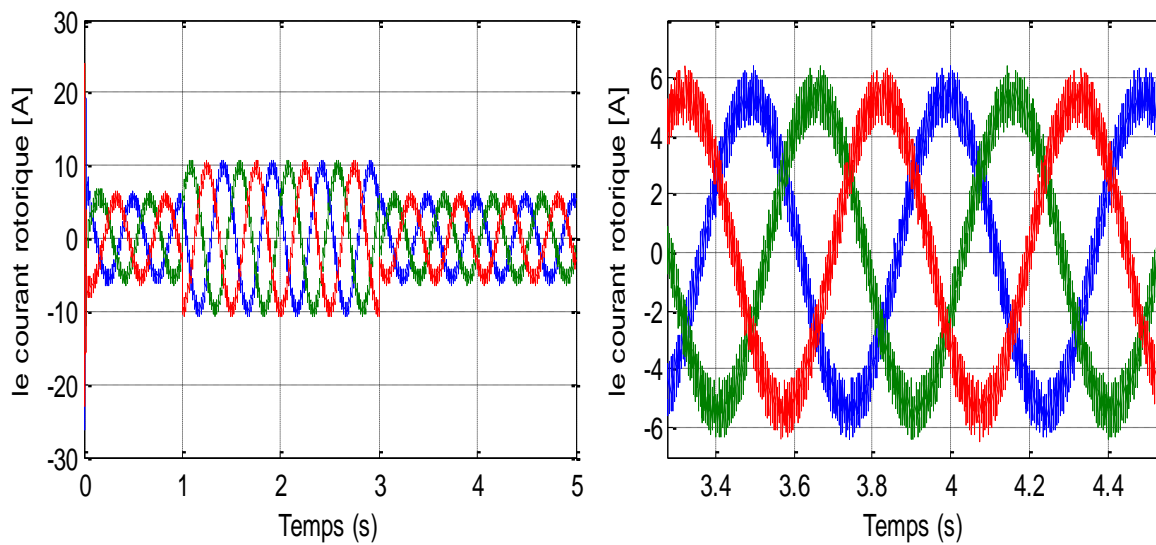


Figure II.21 : Le courant rotorique des phases A,B,C

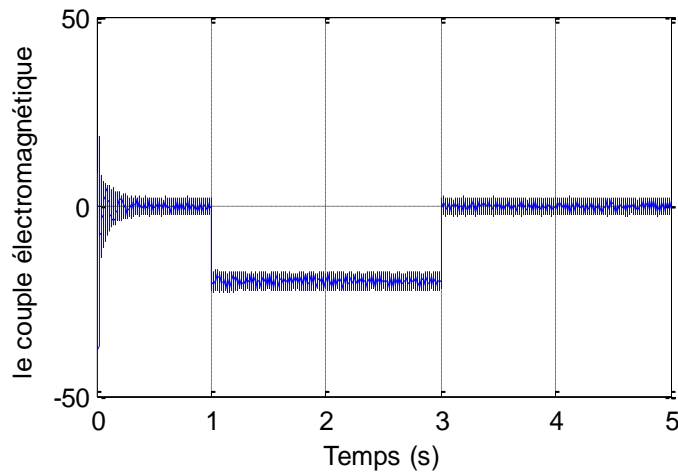


Figure II.22 : Le couple électromagnétique

II.5.4. 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. La tension à la sortie du onduleur coté réseau est à deux niveaux ou son amplitude dépend de la valeur de la tension du bus continu qui est 300 V.

II.6. Conclusion :

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

Dans ce chapitre, on a présente les résultats de simulation dans le cas sans onduleur et dans le cas de l'association de l'onduleur avec la GADA qui est entraînée par une vitesse fixe.

Pour pallier au problème de la sensibilité de la commande aux perturbations et aux incertitudes paramétriques (telle que la résistance de la charge non linéaire ...), nous allons introduire un deuxième type de commande non linéaire, en l'occurrence, la commande par backstepping. Cette dernière fera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE III:

COMMANDE PAR BACKSTEPPING DES
PUISSANCES ACTIVES ET REACTIVES

III.1 Introduction

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique du backstepping a fait son apparition dans les années 1990 par P. Kokotovic [24] et fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine. Elle est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multi-variable (MIMO) et d'ordre élevé en une cascade de sous-systèmes de commande du premier ordre [25].

Le terme backstepping signifie que l'on remonte la chaîne d'intégrateurs jusqu'à la commande, en construisant pas à pas la fonction de Lyapunov et la commande par retour d'état. Cette méthode de backstepping est donc une méthodologie de synthèse récursive conjointe d'une fonction de Lyapunov et de la loi de commande associée. Elle met à profit les relations causales successives pour les construire de manière itérative et systématique [26].

Dans ce chapitre, il sera question d'exposer le principe de la technique du Backstepping avec application aux systèmes du second et du troisième ordre afin de se familiariser avec cette technique en vue de l'appliquer à la commande du générateur asynchrone à double alimentation.

III.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.

III.2.1 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 [27].

III.2.2 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 [27].

III.3 Méthode générale de synthèse récursive par backstepping

L'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur d'état x consiste alors à chercher une fonction $V(x)$ (représentative de l'énergie) de signe défini, dont la dérivée dV/dt est semi définie et de signe opposé dans le même domaine.

Les systèmes dans ce cas doivent être sous forme triangulaire. La forme générale du système à analyser est donnée par :

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

Avec :

$$x_1 = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in R$$

Le système étant d'ordre n , la mise en œuvre s'effectue en n étapes.

Étape 1: On commence par la première équation du système (III.1) La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = a_0 = y_r \quad (\text{III.2})$$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante :

$$e_1 = x_1 - a_0 \quad (\text{III.3})$$

Ainsi sa dérivée est :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{a}_0 \quad (\text{III.4})$$

$$= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{a}_0$$

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 :

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

Assurait la stabilité Pour la dynamique de (III.4) Pour cela, prenons $x_2 = a_1$, telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{a}_0 = -k_1 e_1 \quad (\text{III.7})$$

Où $k_1 > 0$ est une constante de conception.

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

$$a_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} \left[-k_1 e_1 - \dot{a}_0 - f_1(x_1) \right] \quad (\text{III.8})$$

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (\text{III.9})$$

Etape 2 : la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous-système précédent

$$(x_2)_d = a_1 \quad (\text{III.10})$$

L'erreur de régulation c'est :

$$e_2 = x_2 - a_1 \quad (\text{III.11})$$

Sa dérivée est :

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

La fonction de Lyapunov étendue pour le système (III.12) est :

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 \\ &= \frac{1}{2}[e_1^2 + e_2^2] \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 \left[f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{a}_0 \right] \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

Pour la stabilité de système dynamiquement en choisie $x_3 = a_2$, telle que :

$$f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{a}_0 = -k_1 e_1 \quad (\text{III.15})$$

Où $k_1 > 0$ est une constante de conception.

$$a_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} \left[-k_1 e_1 - \dot{a}_0 - f_2(x_1, x_2) \right] \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$\dot{a}_1 = \frac{g_0(x_1) \left[-k_2 \dot{e}_2 - \ddot{a}_0 - f'_2(x_1, x_2) \right] - \left[-k_1 e_1 - \dot{a}_0 - f_1(x_1) \right] g'_1(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (\text{III.17})$$

Cette choix implique que :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{III.18})$$

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

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

On a l'erreur de régulation

$$e_n = x_n - a_{n-1} \quad (\text{III.20})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_n = \dot{x}_n - \dot{a}_{n-1} \quad (\text{III.21})$$

$$= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{a}_{n-1}$$

La fonction de Lyapunov étendue est :

$$V_n = V_1 + V_2 + \dots + \frac{1}{2} e_n^2 \quad (\text{III.22})$$

$$= \frac{1}{2} [e_1^2 + \dots + e_n^2]$$

Dont la dérivée est :

$$\dot{V}_n = \dot{V}_1 + \dots + e_n \dot{e}_n \quad (\text{III.23})$$

$$= -k_1 e_1^2 + \dots + e_n \left[f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{a}_{n-1} \right]$$

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

Un bon choix doit satisfaire :

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

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

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

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

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

$$\dot{V}_n = -k_1 e_1^2 - \dots - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{III.26})$$

III.4 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 [16].

III.4.1 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 :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = \varphi_s \\ \Phi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

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

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = \omega_s \cdot \Phi_{sq} = V_s \\ V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

❖ Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

$$\begin{cases} P_s^{ref} = -V_s \frac{M}{L_s} i_{rq}^{ref} \\ Q_s^{ref} = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{V_s M}{L_s} i_{rd}^{ref} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

$$\begin{cases} i_{rq}^{ref} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{ref} \\ i_{rd}^{ref} = -\frac{V_s}{\omega_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{ref} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

❖ Equations des dérivées de courants rotoriques de références

$$\begin{cases} \dot{i}_{rq}^{ref} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{P}_s^{ref} \\ \dot{i}_{rd}^{ref} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

❖ Equations des dérivées de courants rotoriques

$$\begin{cases} \frac{d i_{rd}}{dt} = \left(V_{rd} - R_t \cdot i_{rd} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{rq} \right) \cdot \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \\ \frac{d i_{rq}}{dt} = \left(V_{rq} - R_t \cdot i_{rq} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot \frac{M V_s}{\omega_s \cdot L_s} \right) \cdot \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

III.4.2 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 [16].

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 .

$$\begin{cases} e_1 = (i_{rq}^{\text{ref}} - i_{rq}) \\ e_2 = (i_{rd}^{\text{ref}} - i_{rd}) \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

La dérivée de cette erreur est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = (\dot{i}_{rq}^{\text{ref}} - \dot{i}_{rq}) \\ \dot{e}_2 = (\dot{i}_{rd}^{\text{ref}} - \dot{i}_{rd}) \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

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 :

$$\dot{e}_1 = -K_1 \cdot E_1 \quad \text{et} \quad \dot{e}_2 = -K_2 \cdot E_2$$

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

$$\dot{v} = (-K_1 \cdot e_1^2 - K_2 \cdot e_2^2) \quad , K_1 > 0 \quad K_2 > 0 \quad (\text{III.36})$$

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

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \left(\left(-\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{P}_s^{\text{ref}} \right) - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot (V_{rq} - R_t \cdot i_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{rd} - g \cdot w_s \cdot \frac{M V_s}{w_s \cdot L_s}) \right) \\ \dot{e}_2 = \left(\left(-\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{Q}_s^{\text{ref}} \right) - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot (V_{rd} - R_t \cdot i_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{rq}) \right) \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \left(\left(-\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{P}_s^{\text{ref}} \right) - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot V_{rq} - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot (-R_t \cdot i_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{rd} - g \cdot w_s \cdot \frac{M V_s}{w_s \cdot L_s}) \right) \\ \dot{e}_2 = \left(\left(-\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{Q}_s^{\text{ref}} \right) - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot V_{rd} - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot (-R_t \cdot i_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{rq}) \right) \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

$$\begin{cases} -K_1.e_1 = \left(-\frac{L_s}{V_s.M} \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r.\sigma} V_{rq} - \frac{1}{L_r.\sigma} (-R_t.i_{rq} - g.w_s.L_r.\sigma.i_{rd} - g.w_s.\frac{MV_s}{w_s.L_s}) \right) \\ -K_2.e_2 = \left(-\frac{L_s}{V_s.M} \dot{Q}_s^{ref} - \frac{1}{L_r.\sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r.\sigma} (-R_t.i_{rd} + g.w_s.L_r.\sigma.i_{rq}) \right) \end{cases} \quad (III.39)$$

$$\begin{cases} V_{rq} = \left(L_r.\sigma \left(-\frac{L_s}{V_s.M} \dot{P}_s^{ref} + K_1.e_1 \right) + V_{rq} - R_t.i_{rq} - g.w_s.L_r.\sigma.i_{rd} - g.w_s.\frac{MV_s}{w_s.L_s} \right) \\ V_{rd} = \left(L_r.\sigma \left(-\frac{L_s}{V_s.M} \dot{Q}_s^{ref} + K_2.e_2 \right) + (V_{rd} - R_t.i_{rd} + g.w_s.L_r.\sigma.i_{rq}) \right) \end{cases} \quad (III.40)$$

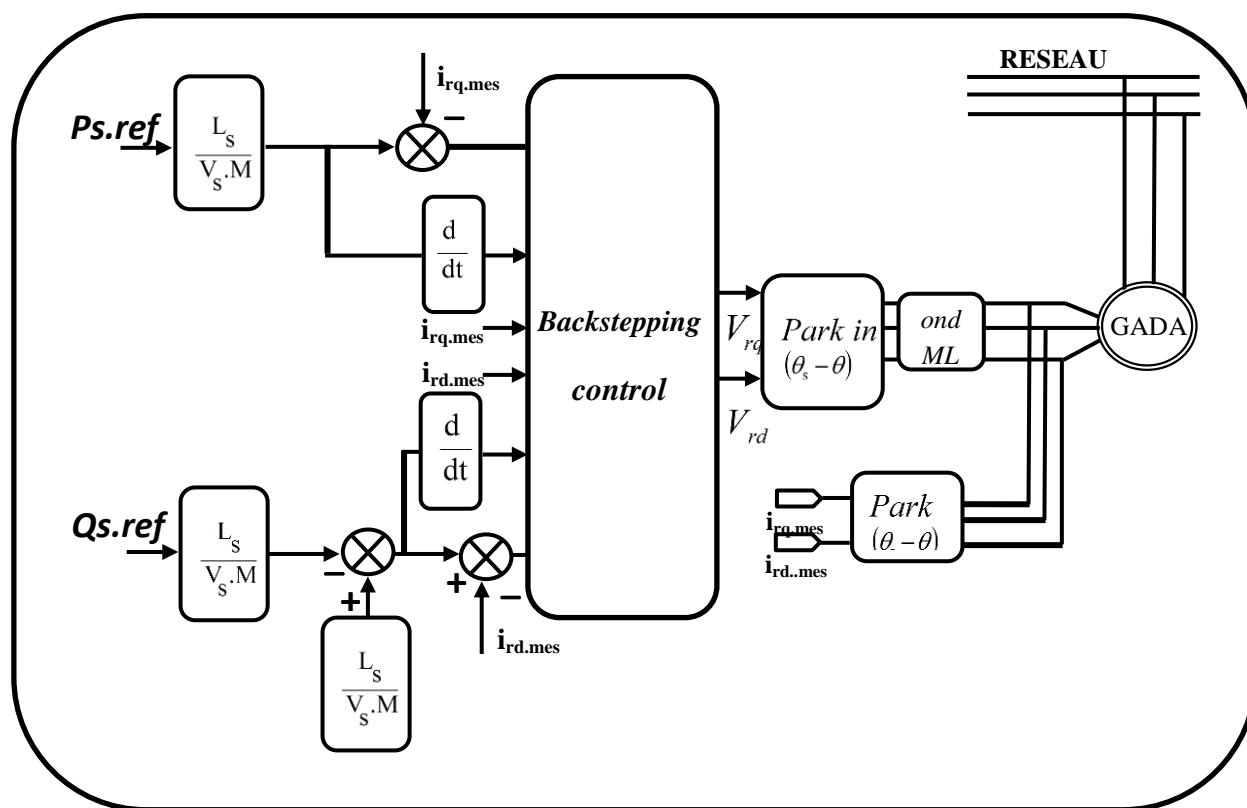


Figure III.1 : Schéma bloc de la structure de commande par Backstepping.

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

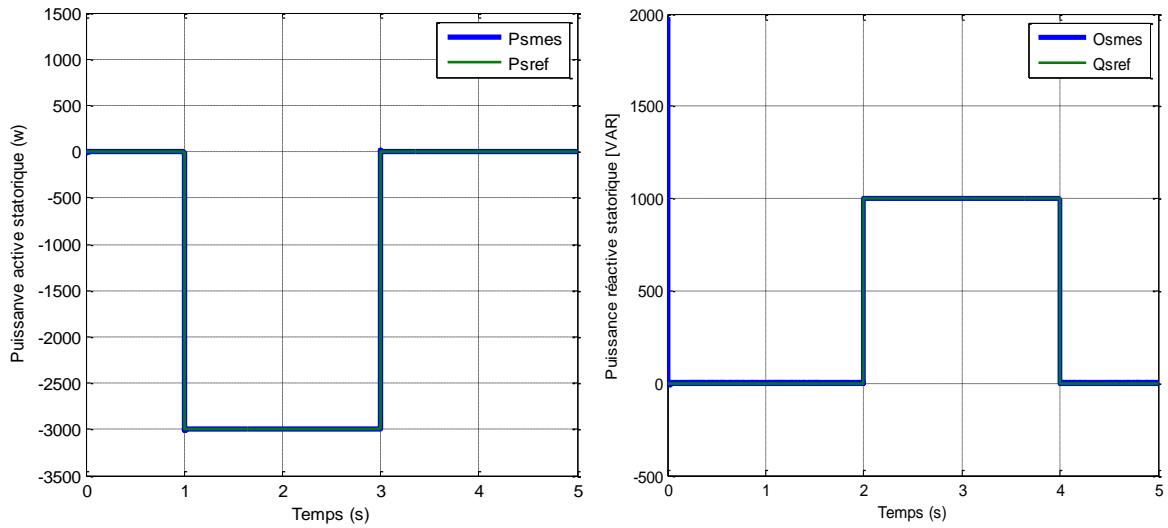


Figure III.2 : Les puissances active et réactive statorique et sont référence

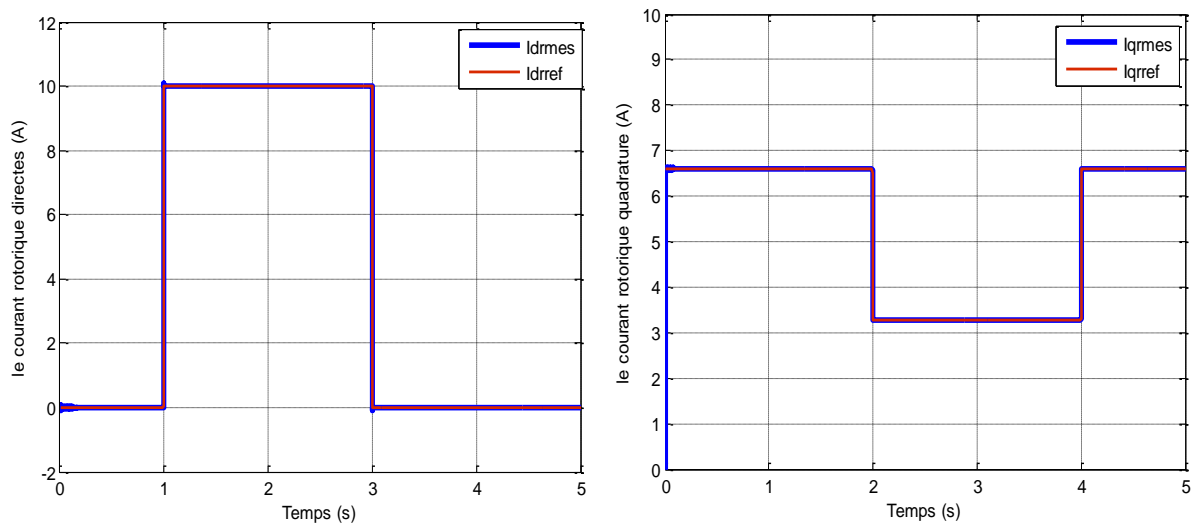


Figure III.3 : Le courant rotorique selon l'axe d et q.

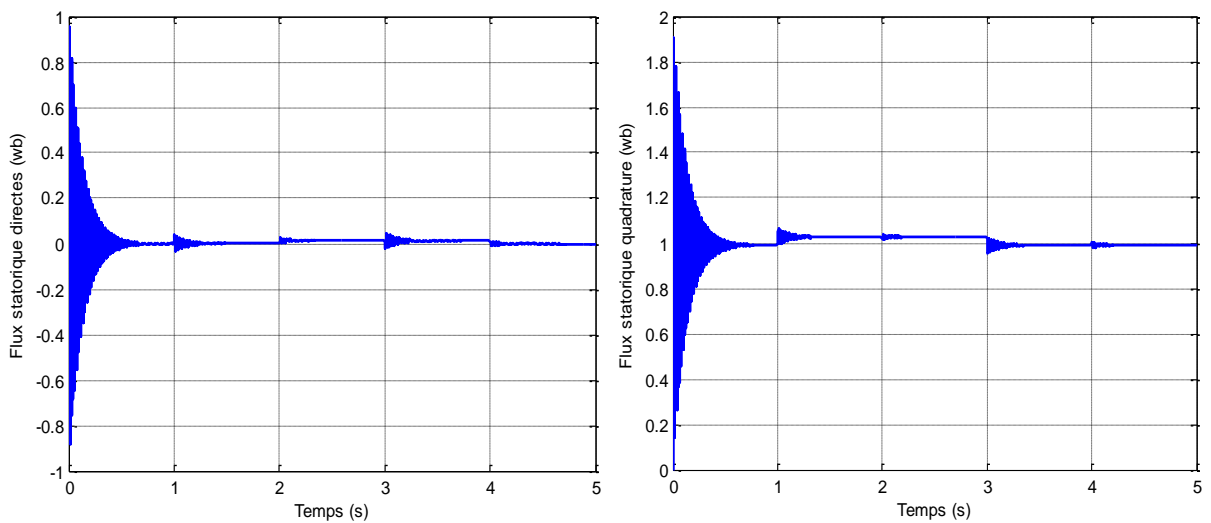


Figure III.4 : Le flux statorique selon l'axe d et q.

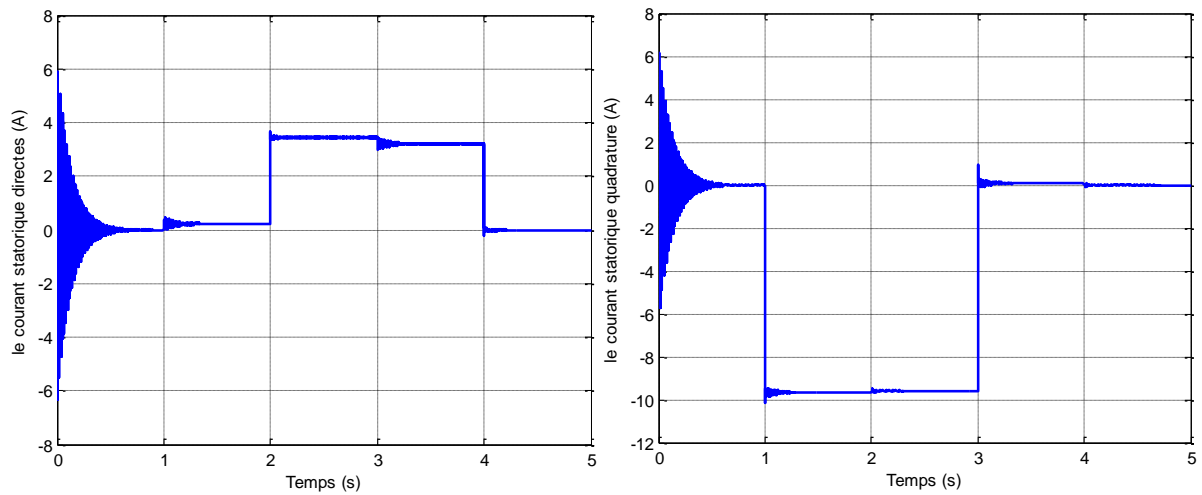


Figure III.5 : Le courant statorique selon l'axe d et q.

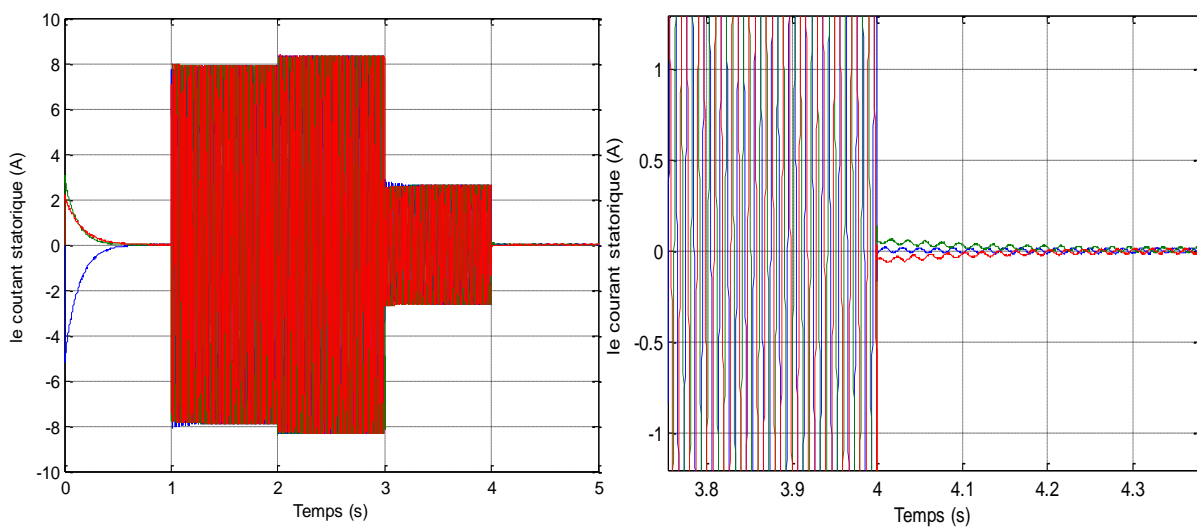


Figure III.6: Courant statorique triphasés avec zoom.

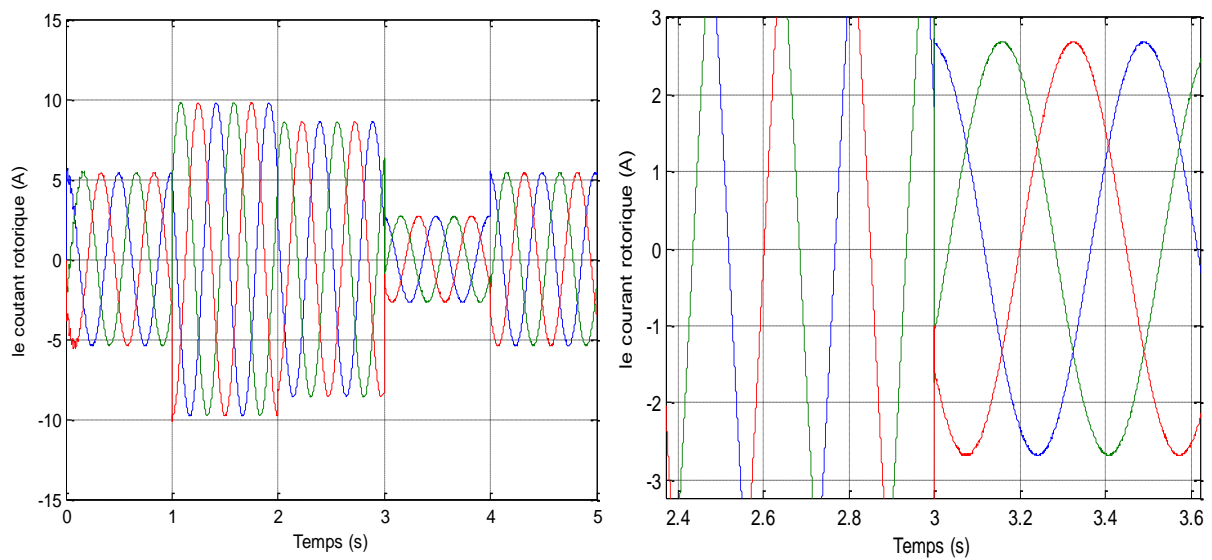


Figure III.7: Courant rotorique triphasés avec zoom.

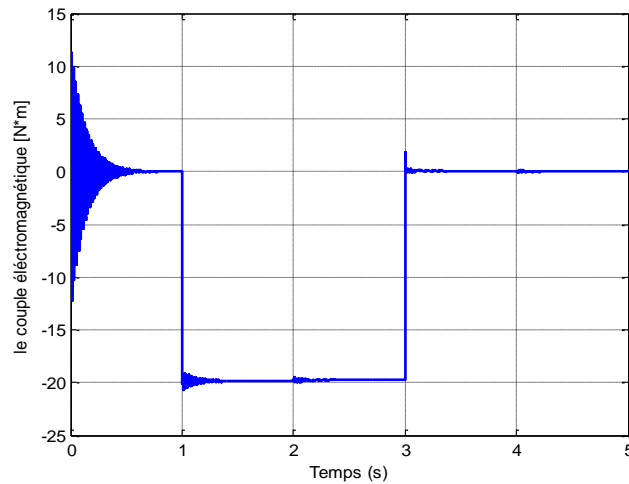


Figure III.8: le couple électromagnétique.

III.6 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 poursuivre 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.3 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 I_{qr} et la puissance réactive du courant I_{dr}).

III.7 Résultats de simulation avec onduleur :

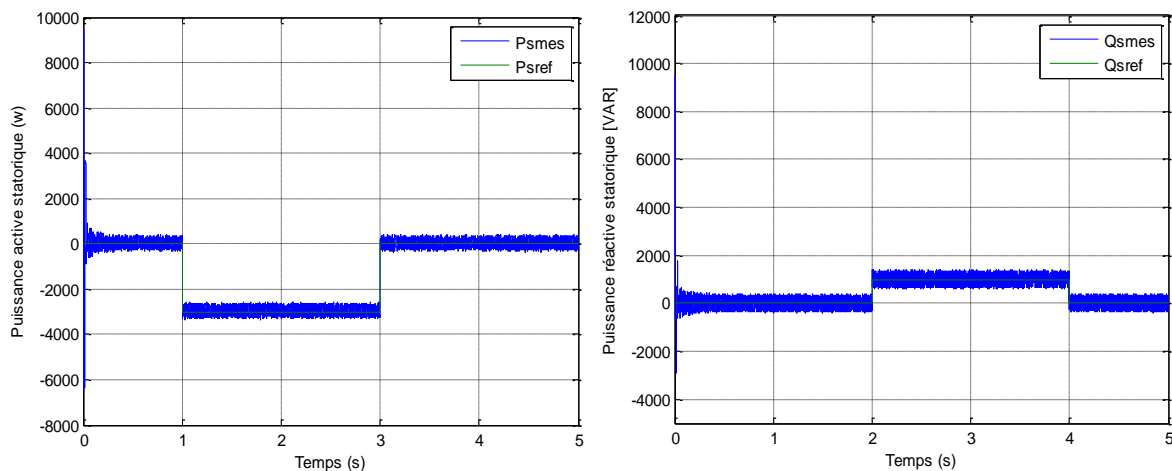


Figure III.9 : Les puissances active et réactive statorique et sont référence

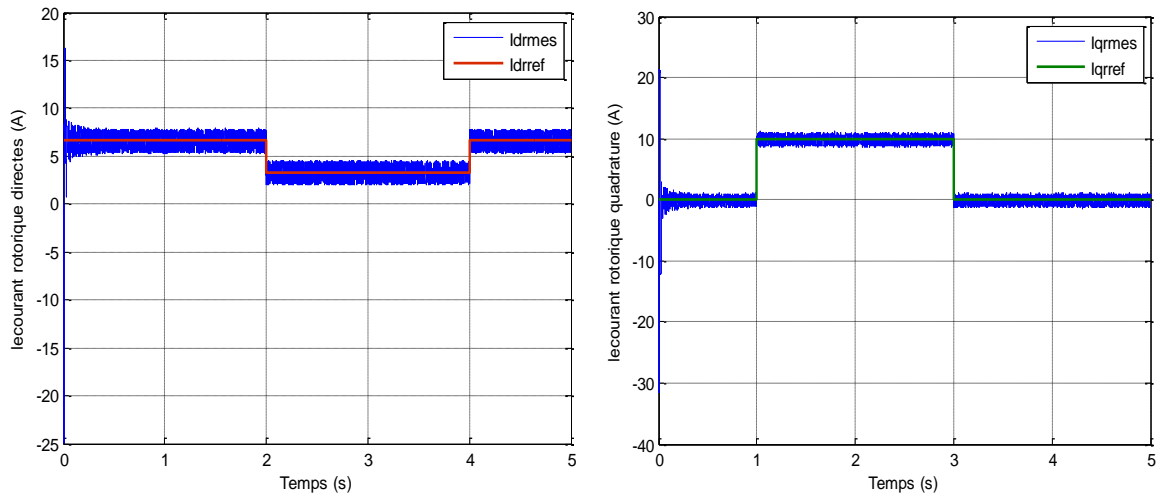


Figure III.10 : Le courant rotorique selon l'axe d et q.

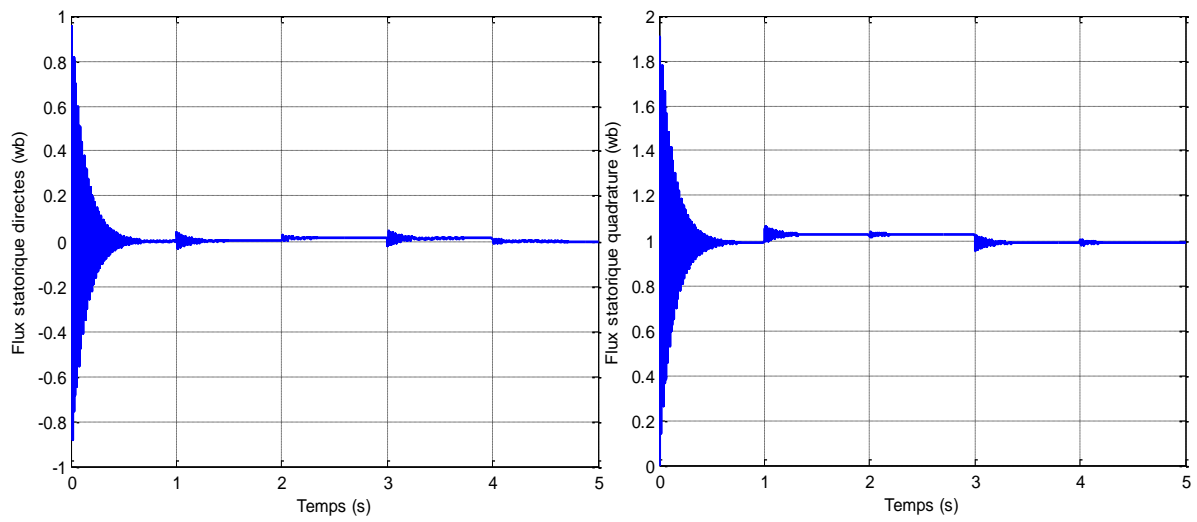


Figure III.11 : Le flux statorique selon l'axe d et q.

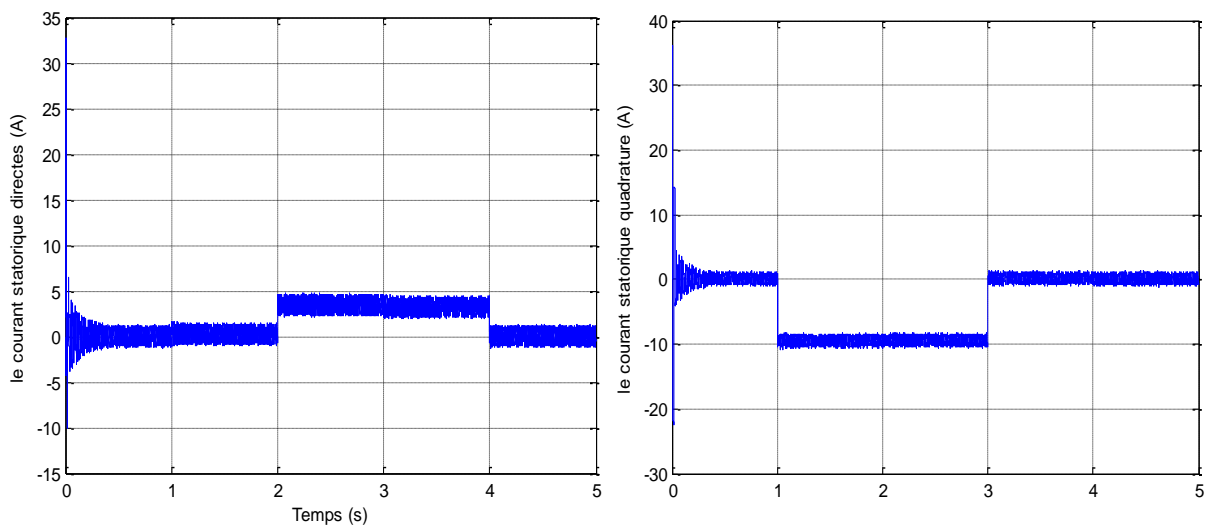


Figure III.12 : Le courant statorique selon l'axe d et q.

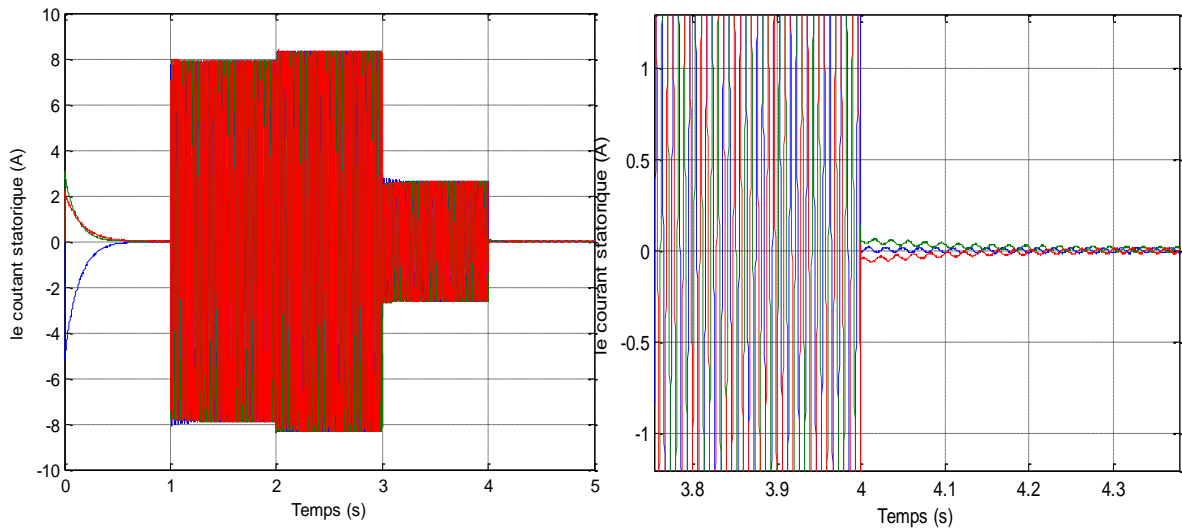


Figure III.13 : Courant statorique triphasés avec zoom.

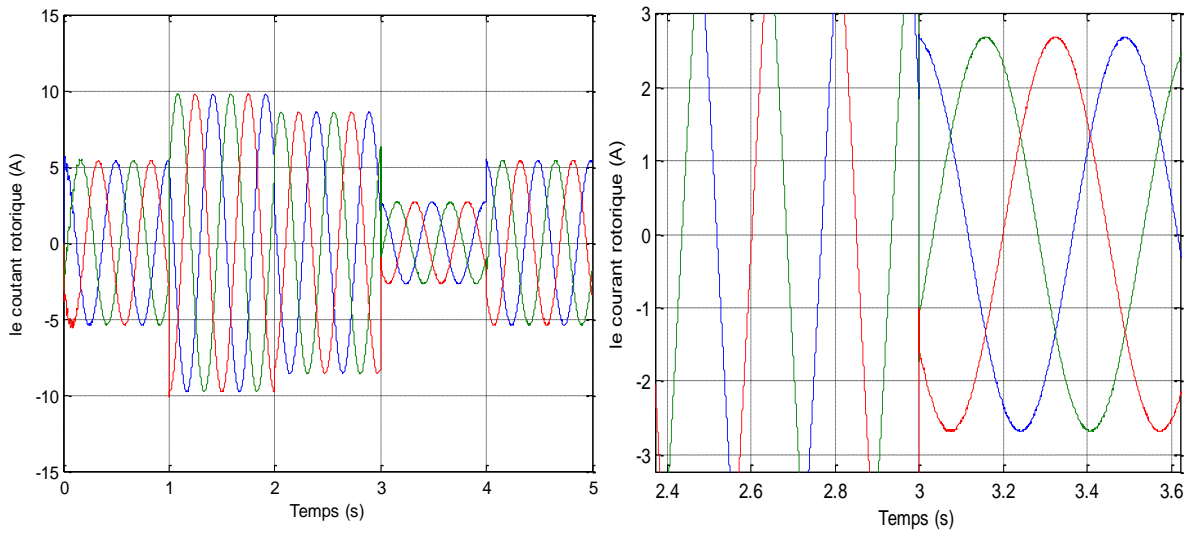


Figure III.14 : Courant rotorique triphasés avec zoom.

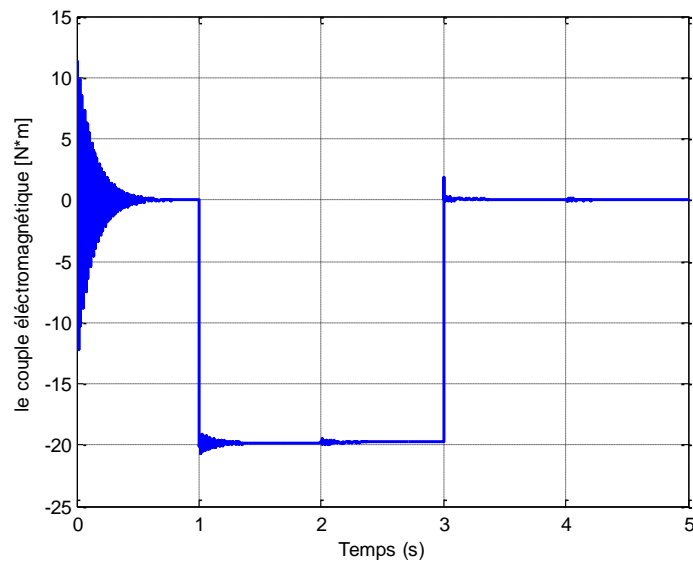


Figure III.15 : Le couple électromagnétique.

III.8 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.

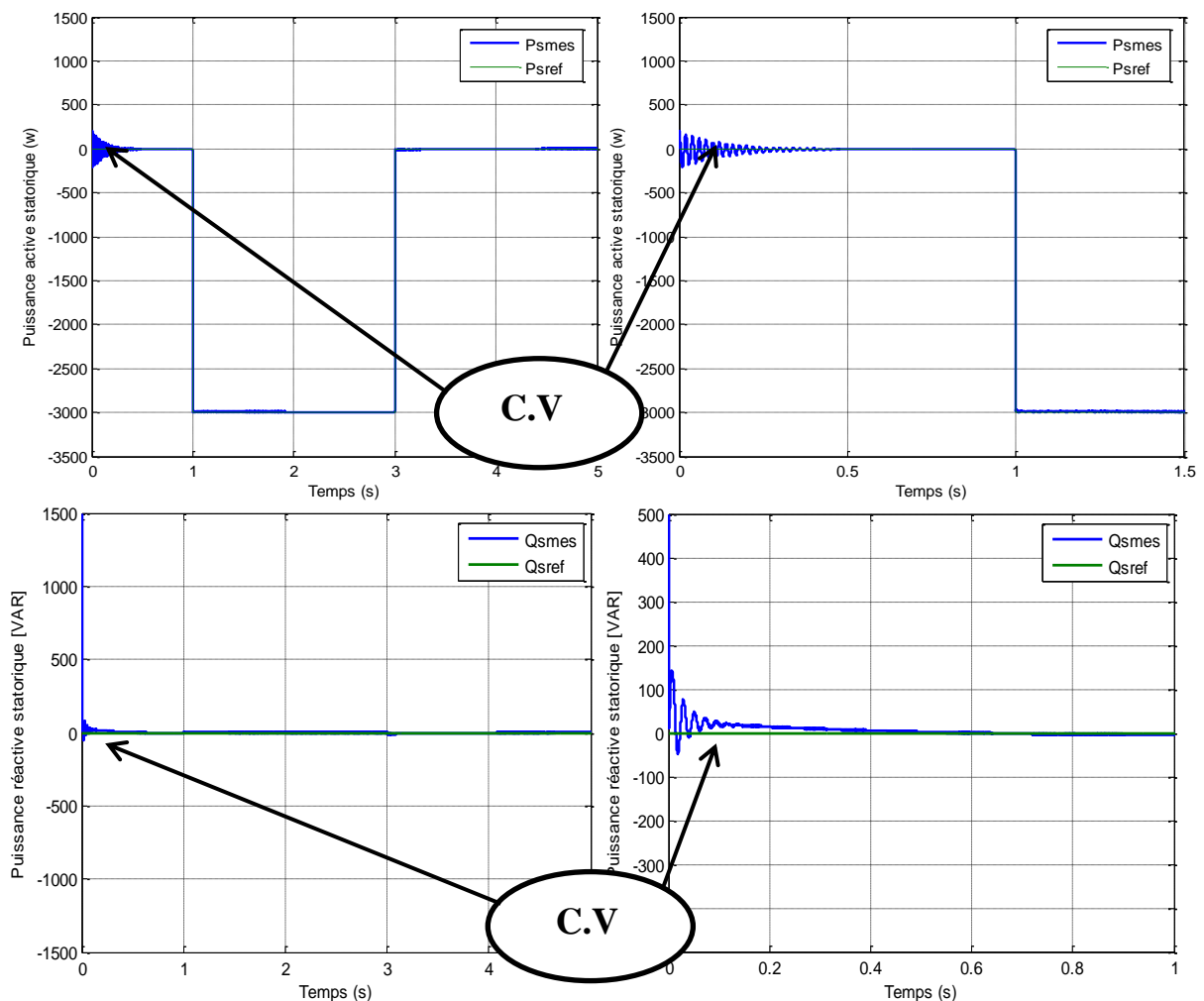


Figure III.16: La puissance active et réactive statorique pour la (C.V) avec le zoom.

III.9 Etude comparative entre les techniques de commande proposées

Le but dans cette partie est de réaliser une comparaison entre les différentes commandes que nous avons présentées dans ce chapitre et le précédent.

Les résultats que nous avons vus par simulation numérique de la génératrice asynchrone à double alimentation sous Matlab, cette génératrice est pour l'utilisation de produire l'électricité. nous permettent d'effectuer une comparaison entre la commande vectorielle (C.V) et la commande par backstepping (C,B) pour la régulation des puissances active et réactive statorique de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA).

Les figure (III.16) et (III.17) représentent respectivement les résultats de simulation d'obtenus pour la variation de la puissance active et réactive avec vitesse constante.

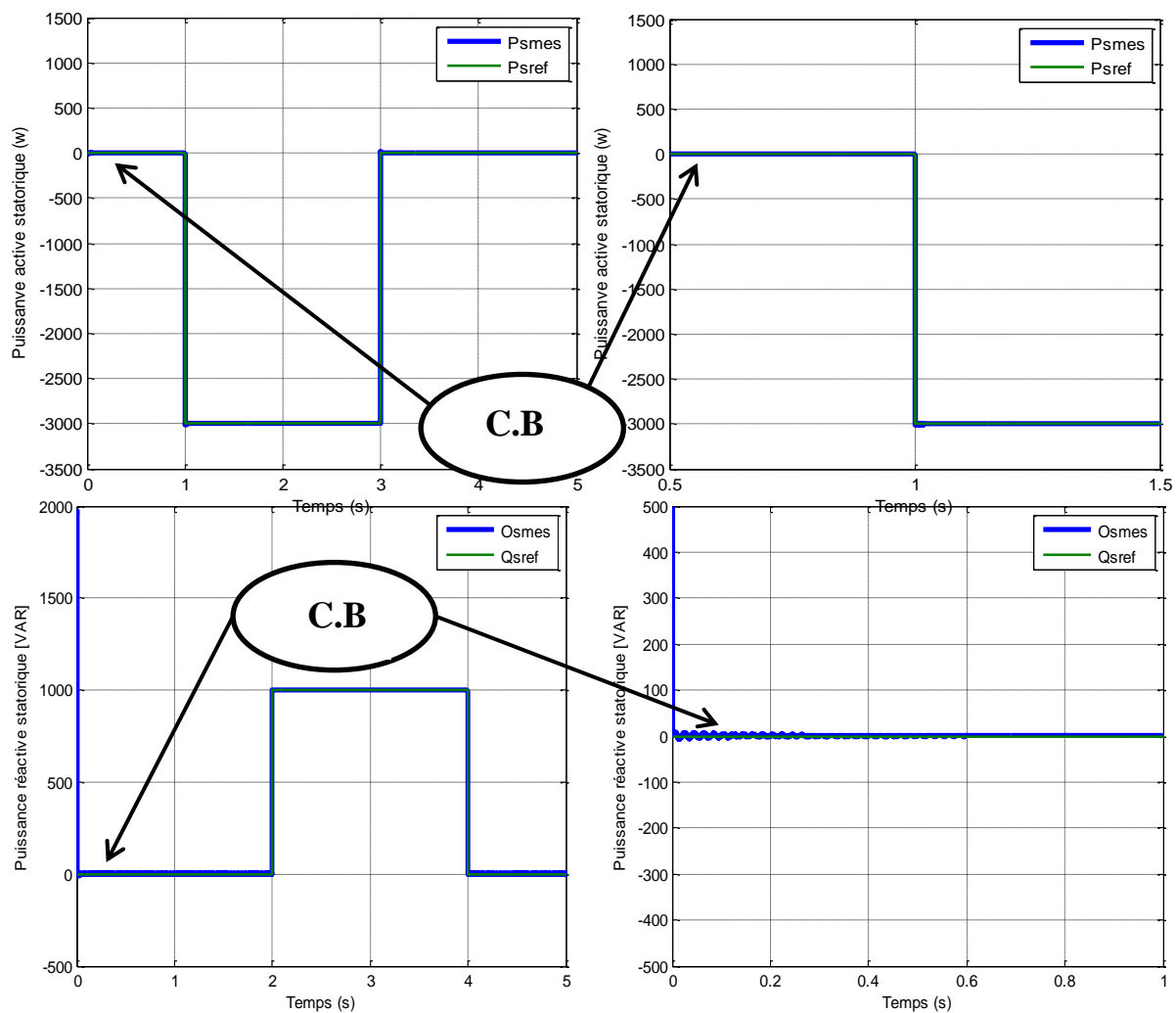


Figure III.16: La puissance active et réactive statorique pour la (C.B) avec le zoom.

Ces résultats montrent que les performances de poursuite de la puissance active et réactive sont satisfaisantes pour les deux types de commande, mais les résultats obtenus par la commande par backstepping obtenus sont meilleures par rapport de la commande vectoriel.

Remarque

On remarque que la commande par backstepping avait un temps de réponse très faible que la commande vectoriel, en plus la commande vectorielle prend des perturbations très importants au régime transitoire au démarrage (dépassements), par contre de la commande par backstepping est très faible presque nul.

Finalement on peut conclure que le contrôle des puissances par backstepping présente des meilleures performances que celles de la commande vectorielle.

III.10 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 système.

Nous avons présenté, une étude comparative des résultats obtenus par les deux commandes (commande vectorielle par orientation de flux statorique et la commande par backstepping). Ces résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation mettent en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, rapidité...).

Finalemment, cette commande présente un algorithme de contrôle simple qui a l'avantage d'être facilement implantable dans un calculateur.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le but de ce travail était la modélisation et la commande la machine asynchrone à double alimentation (MADA).

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 électrique dans plusieurs domaine, 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 ce chapitre, on a présenté l'étude théorique de la commande vectorielle, ou on a exprimé les grandeurs statoriques de la GADA 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 statoriques "active et réactive" par les puissances réelles débitées par le stator de la machine 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 supposée 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 à double alimentation. A l'issue de ce travail, nous exposons une synthèse des résultats et de simulation obtenus afin d'établir les perspectives futures envisagées. Cependant, la conception de nouvelles méthodes de commande par backstepping. Elles sont plus simples et plus facile à mettre en œuvre, et présentent des propriétés de stabilité.

On applique cette commande pour contrôler indépendamment des puissances actives et réactives générées par la machine asynchrone découplée par orientation du flux. On peut donc conclure que la technique de commande backstepping utilisée pour la commande du la GADA a conduit à des bonnes performances, dans beaucoup de cas, on obtient une qualité de réglage meilleur par rapport à la commande vectorielle.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

[1] Site Internet, gte.univ-littoral.fr.

[2] GHENISSA Hocine; « Etude comparative de l'alimentation en électricité d'un site isolé par voie classique et système photovoltaïque » Mémoire de Master, Université de Biskra.2014.

[3] HADJSAÏD Nourredine , SABONNADIÈRE Jean-Claude ; « Histoire de l'électricité : de Thales à la consommation du 21^e siècle »; Encyclopedia de l'énergie », Document électronique; Version 26.Paris.Octobre 2015.

[4] AMOUCHAS Nabil , BOUTALEB Amine, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI », Mémoire de Master, Université de M'Hamed Bougara, Boumerdes, 2016.

[5] Mohamed Adjoudj, Mohamed Abid , Abdelghani Aissaoui, Youcef Ramdani , Houria Bounoua, « Commande par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation montée dans une éolienne », Laboratoire IRECOM Faculté des sciences de l'ingénieur, Université Djillali Liabes, Algérie,2010.

[6] BOYETTE Armand, « Contrôle - Commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse doctorat, l'Université de Henri Poincaré, Nancy 1, 2006.

[7] POITIERS Frédéric, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne - Machine asynchrone à cage autonome - Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse doctorat, l'Ecole polytechnique de l'Université de Nantes, 2003.

[8] BOMMÉ Edouard, « Modélisation et optimisation des machines électriques discoïdes à double entrefer », Thèse doctorat de l'institut polytechnique de Grenoble, 2009.

[9] A. Tamaarat, A. Benakcha, A. Menacer, « Commande des puissances active et reactive dans d'une chaîne de conversion basée sur une machine asynchrone à double alimentation » Laboratoire LGEB, Université de Biskra, Algérie,2013.

[10] Rezgui Salah eddine, « Commande de la Machine électrique en environnement », Mémoire de Magister, Université de Université Mentouri de Constantine, 2009.

BIBLIOGRAPHIE

- [11] DRID Saïd, « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : théorie et experimentation », Thèse doctorat, l'Université de Batna, Algérie , 2005.
- [12] M. Allam, B. Dehiba, M. Abid, Y.Djeriri, R.Adjoudj, « Etude comparative entre la commande vectorielle directe et indirecte de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) dédiée à une application éolienne », Laboratoire IRECOM (Interaction Réseau Convertisseur Machines), Université de Sidi Bel Abbès, Algerie, 2014.
- [13] BOUKHELIFA Akkila, « Les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un control vectoriel », Thèse doctorat, l'École National Polytechnique ENP, Algérie, 2007.
- [14] ROUABHI Riyadh, « Étude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation application : energie éolienne » , Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas-Sétif, 2012.
- [15] KHETTACHE Laid. « Etude et commande d'un système éolienne à base d'une machine électrique double Alimentée » , Mémoire de Magister, Université de Batna, 2007.
- [16] ROUABHI Riyadh, « Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double Alimentée » , thèse de Doctorat, L'université de Sétif. 2016.
- [17] BEN NADJI Hocine , BELLOUL Abdallah, « Commande de la puissance active et réactive par la méthode de mode glissant », Mémoire de Master, Université Echahid Hamma LakhdarEl-Oued, 2015.
- [18] BENCHERIF Yacine Abderrahmane, « 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, , 2008
- [19] DEPERNET Daniel, « 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.
- [20] MEZERZI Imad, « 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, 2013.

BIBLIOGRAPHIE

- [21] CAPITANEANU Stefan Laurentiu, « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux », L'université de L'institut national Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [22] K. Idjdarene, D. Rékioua , T. Rekioua , A. Tounzi, « Contrôle d'une éolienne en fonctionnement autonome basée sur une génératrice asynchrone », Laboratoire d'électrotechnique et d'électronique de puissance, Université de Lille, France, 2007.
- [23] NOUADJA Mohammed et CHACHA Lokman, « Commande par mode glissant appliquée à un système électro-énergétique », Mémoire de Master, Université de Kasdi Merbah ourgla, 2017.
- [24] Tarek Ahmed-Ali , « Quelques notions sur la commande non linéaire par modes glissants et la commande non linéaire de type Backstepping », Ecole national supérieure des ingénieurs de Caen, 2011.
- [25] RAFANOTSIMIVA Liva Falisoa. « Etude de commande non lineaires pour réseau électriques –APPLICATION A UN SYSTÈME SMIB », Thèse de Doctorat, L'université d'antsiranana école supérieure Polytechnique, 2013.
- [26] BENSETTI Nour_el_islam et BOUKHACHBA Mimouna, « Commande par backstepping de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux »,Mémoire de Master, Université de Kasdi Merbah ourgla, 2017.
- [27] BADRAOUI Mourad, BEREKSI REGUIG Meriem, « 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, 2016.

ANNEXES

Les paramètres de la machine à induction double Alimentée**Valeurs nominales :**

Puissance nominale	: $P_n = 4 \text{ kW}$.
Tension nominale	: $V/U = 220/380 - 50 \text{ Hz}$.
Courant nominale	: $i/I = 15/8.6 \text{ A}$
Lavitesse nominale	: $\Omega_n = 1440 \text{ tr/min}$.
Nombre de paires de pôles	: $p = 2$.

Paramètres de la MADA:

Résistance statorique:	: $R_s = 1.2 \quad \Omega$.
Résistance rotorique:	: $R_r = 1.8 \quad \Omega$.
Inductance cyclique statorique:	: $L_s = 0.1554 \text{ H}$.
Inductance cyclique rotorique:	: $L_r = 0.1568 \text{ H}$.
Inductance cyclique mutuelle:	: $L_m = 0.15 \quad \text{H}$.
Le nombre de paires de pôles est:	: $p = 2$.

Constantes mécaniques de la MADA:

Moment d'inertie	: $J_{mach} = 0.2 \text{ kg.m}^2$.
Coefficient de frottement visqueux	: $f = 0.001 \text{ N.m.s/rd}$.

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

Spécialité: **Electromécanique**

Propose et dirige par: **M^{me}. BELOUNIS Ouassila**

Présente par: **ZIANE Mouloud & SIOUANI Ala eddine**

Thème :

***Modélisation et commande d'une machine
asynchrone à double alimentation***

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 », commande vectorielle, Onduleur triphasé à deux niveaux, contrôle des puissances, réglage par Backstepping.

N° d'ordre :