

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République algérienne démocratique et populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
جامعة عين تموشنت بلحاج بوشعيب  
Université -Ain-Temouchent- Belhadj Bouchaib  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département d'Electrotechnique



Projet de fin d'études  
Pour l'obtention du diplôme de Master en :  
Domaine : SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE  
Filière : Électrotechnique.  
Spécialité : Commandes Electriques.

Thème

***La commande vectorielle de la machine asynchrone à  
double alimentation***

**Présenté Par :**

- 1) Melle BOUKRA Manel
- 2) Melle BOUCHKARA Nour El Houda

**Mémoire soutenu le : 23/06/2022**

**Devant le jury composé de :**

Pr YOUNES Mohammed	Prof	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Président
Dr ZEGAI Med.Lamine	MCB	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Examineur
Dr MENDAZ Kheira	MCA	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Encadrant

**Année universitaire 2021/2022**

---

# *Remerciements*

*Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce travail.*

*En second lieu, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à Madame **MENDAZ Kheira**, pour avoir assumé la responsabilité de nous encadrer et de nous conseiller tout au long de la réalisation de ce travail.*

*Nous tenons à remercier les membres de jury d'avoir répondu présent à l'évaluation de ce notre travail de fin d'étude.*

*Nous tenons également à remercier l'ensemble des enseignants du département d'électrotechnique pour toutes les informations qu'ils nous ont prodigué durant les cinq ans de notre formation.*

*Enfin, nos valeureux remerciements à toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.*

# *Dédicace*

*Je dédie ce travail,*

*A mes très chers parents, pour l'éducation qu'ils m'ont prodiguée  
avec tous les moyens et au prix de tous les sacrifices qu'ils ont  
consentis à mon égard, pour leur patience, leur amour et leurs  
encouragements.*

*A mes chères sœurs, pour leur soutien moral.*

*A mes chers frères, pour leur appui et leurs encouragements.*

*A mes tendres neveux.*

*A mon binôme et ma chère copine.*

*A mes meilleurs amis et mes camarades.*

*Manel.*

# *Dédicace*

*Je dédie ce travail :*

*A mes très chers parents qui m'ont toujours encouragé et soutenu dans mes études jusqu'à atteindre ce stade de formation, que dieu leur procure bonne santé et longue vie.*

*A mes sœurs et mon frère.*

*A tous les enseignants qui m'ont dirigé vers la porte de la réussite.*

*A mon binôme et ma chère copine.*

*Nour El Houda.*

**Résumé**

Dans ce mémoire, nous exposons l'étude de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation. Premièrement nous présentons la modélisation de cette dernière, ensuite on passe à présent le variateur de vitesse où nous sommes intéressés sur le convertisseur deux – niveaux (onduleur).

Finalement, nous présentons la commande vectorielle indirecte de la MADA avec orientation du flux statorique par l'utilisation d'un correcteur proportionnel intégral PI qui permet le réglage des puissances active et réactive. Les résultats obtenus par simulation numérique montrent l'efficacité de la méthode de commande proposée.

**Mots clés :**

Machine asynchrone, Double alimentation, Onduleur, Commande vectorielle, PI.

**Abstract**

In this thesis, we expose the study of the vector control of a double-fed asynchronous machine. First we present the modeling of the latter, then we go to presented the variable speed drive where we are interested in the two-level converter (inverter).

Finally, we present the indirect vector control of the MADA with orientation of the stator flux by the use of a proportional integral corrector PI which allows the adjustment of the active and reactive powers. The results obtained by numerical simulation show the effectiveness of the proposed control method.

**Key words:**

Double-fed asynchronous machine, Inverter, Vector-control, PI.

---

# **Notations et symboles**

---

## Notations et symboles

$P_{méc}$  : Puissance mécanique fournie ou reçue par la MADA [W].

$P_r$  : Puissance électrique fournie ou reçue par le rotor de la MADA [W].

$P_s$  : Puissance électrique fournie ou reçue par le stator de la MADA [W].

$P_{js}$  : Les pertes joule du stator.

$P_e$  : L'énergie électromagnétique transitoire.

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

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

$R_s, R_r$  : Résistances statorique et rotorique [ $\Omega$ ].

$L_s, L_r$  : Inductances cycliques statorique et rotorique [H].

$M_s$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques [H].

$M_r$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques [H].

$[M_{sr}]$  : Matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor [H].

$M$  ou  $L_m$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques [H].

$l_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique [H].

$l_r$  : L'inductance propre d'une phase rotorique [H].

$\sigma$  : Coefficient de dispersion.

$d$  : Indice de l'axe direct.

$q$  : Indice de l'axe en quadrature.

$o$  : Indice de l'axe homopolaire.

$[P]$  : Matrice de Park.

$[P]^{-1}$  : Matrice inverse de Park.

$\theta$  : Position angulaire du rotor par rapport au stator [rad].

$\theta_s$  : Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d) [rad].

$\theta_r$  : Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d) [rad].

$\omega_s$  : Pulsation électrique des grandeurs statoriques [rad/s].

$\omega$  : Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation [rad/s].

$\omega_r$  : Pulsation électrique des grandeurs rotoriques [rad/s].

$g$  : Glissement de la vitesse de rotation.

$\Omega$  : Vitesse de rotation mécanique du rotor [rad/s].

$f$  : Coefficient de frottement visqueux [N.m.s/rad].

$C_{em}$  : Couple électromagnétique [N.m].

$C_r$  : Couple résistant [N.m].

$J$  : Moment d'inertie des parties tournantes [Kg.m<sup>2</sup>].

$P$  : Nombre de paires de pôles.

$v_{sabc}$  : Tensions statoriques triphasées [V].

$v_{sdq}$  : Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) [V].

$i_{sabc}$  : Courants statoriques triphasées [A].

$i_{sdq}$  : Courants statoriques diphasées dans le repère (d, q) [A].

$v_{rabc}$  : Tensions rotoriques triphasées [V].

$v_{rdq}$  : Tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q) [V].

$i_{rabc}$  : Courants rotoriques triphasées [A].

$i_{rdq}$  : Courants rotoriques diphasées dans le repère (d, q) [A].

$\varphi_{sabc}$  : Vecteur de flux magnétiques au stator [Wb].

$\varphi_{sdq}$  : Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) [Wb].

$\varphi_{rabc}$  : Vecteur de flux magnétiques au rotor [Wb].

$\varphi_{rdq}$  : Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) [Wb].

$V_{dc}$  : Tension de bus continu [V].

$m$  : L'indice de modulation.

$r$  : Taux de modulation.

$S_a, S_b, S_c$  : Les impulsions de commande de l'onduleur.

$X$  : Vecteur d'état.

$U$  : Vecteur de commande.

$i_a$  : Courant d'induit.

$i_f$  : Courant d'inducteur.

$K_i$  : Gain intégral.

$K_p$  : Gain proportionnel.

$\tau$  : Constante de temps.

$*$ ,  $réf$  : Indice indiquant la référence (la consigne).

- *Sigles utilisés :*

**MADA** : Machine Asynchrone à Double Alimentation.

**GADA** : Génératrice Asynchrone à Double Alimentation.

**MCC** : Machine à Courant Continu.

**AC** : Courant Alternatif.

**DC** : Courant Continu.

**MLI** : Modulation de Largeur d'Impulsion.

**PI** : Proportionnel Intégral (Correcteur).

**FTBO** : Fonction De Transfert En Boucle Ouverte.

**FTBF** : Fonction De Transfert En Boucle Fermée.

**GTO** : Gate Turn-Off Thyristor.

---

# Liste des figures

---

## Liste des figures

### CHAPITRE I :

<b>Figure I.1</b> : Structure du MADA à rotor bobiné.....	2
<b>Figure I.2</b> : Modes de fonctionnement de la MADA.....	4
<b>Figure I.3</b> : Représentation électrique des enroulements d'une machine asynchrone à double alimentation triphasée.....	6
<b>Figure I.4</b> : Principe de la transformation de Park.....	10
<b>Figure I.5</b> : Choix de référentiel.....	13
<b>Figure I.6</b> : Schéma block de la GADA avec les sources des tensions (rotorique et statorique).....	17
<b>Figure I.7</b> : Courants statoriques en repère $(d, q)$ .....	17
<b>Figure I.8</b> : Courants rotoriques en repère $(d, q)$ .....	18
<b>Figure I.9</b> : Couple électromagnétique.....	18
<b>Figure I.10</b> : Puissance active $P_s$ .....	18
<b>Figure I.11</b> : Puissance réactive $Q_s$ .....	19

### CHAPITRE II :

<b>Figure II.1</b> : Schéma électrique de la liaison du rotor de MADA via un onduleur à deux niveaux.....	21
<b>Figure II.2</b> : Schéma de l'onduleur à deux niveaux avec la commande MLI.....	23
<b>Figure II.3</b> : Stratégie de commande à MLI.....	23
<b>Figure II.4</b> : Principe de la commande MLI.....	24
<b>Figure II.5</b> : Les tensions de sortie de l'onduleur.....	24
<b>Figure II.6</b> : Association onduleur-MADA sous MATLAB/SIMULINK.....	25
<b>Figure II.7</b> : Les courants rotoriques en repère $(abc)$ .....	25

**Figure II.8** : Les courants statoriques dans le repère  $(abc)$ .....26  
**Figure II.9** : Les courants rotoriques dans le repère  $(d, q)$ .....26  
**Figure II.10** : Les courants statoriques en repère  $(d, q)$ .....26  
**Figure II.11** : Puissance statorique active  $P_s$ .....27

**CHAPITRE III :**

**Figure III.1** : Schéma principe de découplage pour la MADA par analogie avec la MCC...29  
**Figure III.2** : Orientation du repère de Park.....30  
**Figure III.3** : Schéma bloc simplifié de la GADA.....32  
**Figure III.4** : Schéma bloc de la commande directe.....33  
**Figure III.5** : Schéma bloc de la commande indirecte en boucle ouverte.....35  
**Figure III.6** : Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée.....35  
**Figure III.7** : Système régulé par un PI.....36  
**Figure III.8** : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la MADA.....37  
**Figure III.9** : Variation de la puissance active mesurée  $P_{s\_mes}$  et la puissance de référence  $P_{s\_ref}$ .....38  
**Figure III.10** : Variation de la puissance réactive mesurée  $Q_{s\_mes}$  et la puissance de référence  $Q_{s\_ref}$ .....38  
**Figure III.11** : Courants statoriques triphasés.....38  
**Figure III.12** : Courants rotoriques triphasés.....39  
**Figure III.13** : Courants statoriques en repère  $(d, q)$ .....39  
**Figure III.14** : Courants rotoriques en repère  $(d, q)$ .....39  
**Figure III.15** : Couple électromagnétique  $C_e$ .....40  
**Figure III.16** : La commande vectorielle indirecte vis-à-vis aux variations des gains des régulateurs PI.....41

---

# Sommaire

---

# Sommaire

**Remerciements**

**Dédicace**

**Résumé**

**Notations et symboles**

**Liste des figures**

**Introduction Générale.....1**

## ***Chapitre I : Présentation Et Modélisation De La Génératrice Asynchrone à Double Alimentation (GADA)***

I.1. Introduction.....2

I.2. Structure de la machine double alimentée.....2

I.3. Modes de fonctionnement.....3

I.3.1. Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.....3

I.3.2. Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.....3

I.3.3. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.....3

I.3.4. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.....3

I.4. Avantages et inconvénients de la MADA.....4

I.4.1. Avantages de la MADA.....4

I.4.2. Inconvénients de la MADA.....4

I.5. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation..... 5

I.5.1. Hypothèses simplificatrices.....5

I.5.2. Modèle triphasé de la MADA.....5

I.5.2.1. Représentation de la MADA dans le système triphasé.....	5
I.5.2.2. Les équations électriques.....	6
I.5.2.3. Les équations magnétiques.....	8
I.5.2.4. Le couple électromagnétique.....	8
I.5.3. La transformation de Park.....	9
I.5.4. Application de la transformation de Park.....	11
I.5.5. Choix du référentiel.....	13
I.6. Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état.....	15
I.7. Résultats et interprétation.....	17
I.8. Conclusion.....	19

## **Chapitre II : Modélisation Onduleur Triphasée à deux niveaux**

II.1. Introduction.....	20
II.2. Topologie d'un onduleur classique à deux niveaux.....	20
II.2.1. Avantages et Inconvénients de la topologie à deux niveaux.....	20
II.3. Onduleur à deux niveaux.....	20
II.4. Stratégie de commande à MLI.....	22
II.5. Algorithme de commande.....	23
II.6. Résultats et simulations.....	25
II.6.1. Interprétations des résultats.....	27
II.7. Conclusion.....	27

## **Chapitre III : Commande Vectorielle De La Génératrice Asynchrone à Double Alimentation**

III.1. Introduction.....	28
III.2. Commande vectorielle de la GADA.....	28
III.2.1. Principes et objectifs de la commande vectorielle.....	28

III.2.2. Les techniques de la commande vectorielle.....	29
III.2.3. Modélisation de la GADA avec orientation du flux statorique.....	30
III.2.3.1. Relation entre le courant statorique et le courant rotorique.....	31
III.2.3.2. Relation entre puissances statoriques et courants rotoriques.....	31
III.2.3.3. Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques.....	32
III.2.4. Principe de Contrôle indépendant des puissances active et réactive.....	33
III.2.4.1. Commande vectorielle directe des puissances.....	33
III.2.4.2. Commande vectorielle indirecte des puissances.....	34
III.2.4.2.1. Commande en boucle ouverte.....	34
III.2.4.2.2. Commande en boucle fermée.....	35
III.2.4.3. Synthèse et conception du régulateur (PI).....	35
III.3. Résultats et simulations.....	37
III.3.1. Interprétations des résultats.....	40
III.4 Test de robustesse.....	41
III.5. Conclusion.....	42
<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>43</b>

**Bibliographie**

**Annexe**

---

# **Introduction générale**

---

## **Introduction générale**

Depuis la première industrialisation, les chercheurs ont été confrontés au "comment commander les machines électriques à des vitesses variables". Car les entraînements électriques exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue, et un coût réduit. Au 19<sup>ème</sup> siècle, ce problème a été résolu avec les moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation de zéro à la vitesse maximale, et ceci en agissant sur la tension d'induit en gardant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système balais- collecteur les pénalise : ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux explosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur.

Ces contraintes ont donc orienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones. Celles-ci ont en effet de nombreux avantages: coût de fabrication réduit, construction relativement simple, vitesse de rotation plus élevée et n'exigent pas d'entretien permanent. L'inconvénient de cette catégorie de machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande [11].

L'électronique de puissance permet de modifier des grandeurs électriques de fréquence, de tension et de courant variable, tout en assurant un rendement élevé. Les convertisseurs sont associés à une électronique numérique de commande permettant l'implantation de puissants algorithmes de contrôle en temps réel. Il existe une nouvelle solution utilisant la machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation "MADA" : c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tensions l'un au stator et l'autre au rotor [22].

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à cette machine fonctionnant en mode génératrice. Pour ce faire, notre travail constitué de trois chapitres organisés comme suit :

- Le premier chapitre sera dédié à la présentation de la modélisation détaillée de la machine asynchrone à double alimentation avec son système d'alimentation. Un modèle mathématique biphasé de la machine asynchrone à double alimentation sera introduit.
- Dans le deuxième chapitre nous allons étudier l'onduleur à deux niveaux, ainsi que leur stratégie de commande en modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- Le troisième chapitre, nous développerons la commande vectorielle indirecte avec orientation de flux statorique.

Enfin, ce travail sera terminé par une conclusion générale qui résume les principaux résultats auxquels nous avons abouti.

---

# **Chapitre I**

## **Présentation et Modélisation de la Génératrice Asynchrone à Double Alimentation (GADA)**

---

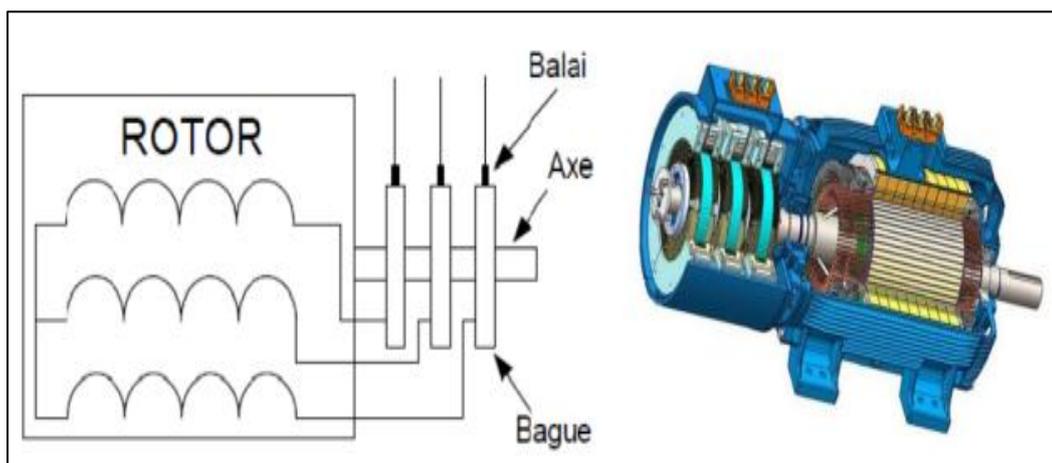
## I.1. Introduction :

La modélisation de la machine asynchrone est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter) peuvent être adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques, permettant d'une part une mise en équations particulièrement simples et d'autre part de pousser assez loin, par fois jusqu'à son terme, la résolution de certains problèmes par voie purement analytique [1].

Le modèle de la MADA est équivalent au modèle de la machine asynchrone à cage. En effet, la cage de la machine est assimilée au bobinage triphasé de la MADA. La seule différence réside dans le fait que ces enroulements ne sont plus systématiquement en court-circuit. Par conséquent, les tensions biphasées rotoriques du modèle que l'on rappelle ci-après ne sont pas nulles. La modélisation d'une machine asynchrone était basée sur l'élaboration de schémas équivalents dérivés de la théorie du champ tournant. Mais il y a une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. L'utilisation des méthodes matricielles est la base pour une approche de modélisation, de simulation, d'identification et de commande [2]. Ce chapitre présente la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation.

## I.2. Structure de la machine double alimentée :

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasés classiques (asynchrone à cage ou synchrone), constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées, munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil, mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne, [3]. La figure (I.1) présente la structure de MADA [4].



**Figure I.1:** Structure du MADA à rotor bobiné.

### I.3. Modes de fonctionnement :

La machine asynchrone classique fonctionne en moteur en dessous de la vitesse de synchronisme et ne peut fonctionner en génératrice qu'au dessus de celle-ci. Par contre, la MADA offre la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants, (Figure I.2). C'est-à-dire que ce n'est plus la vitesse de rotation qui définit le mode de fonctionnement en moteur ou en générateur.

#### I.3.1. Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone :

La (Figure I.2-a) montre que la puissance est fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est réabsorbée par le rotor. Nous avons dans ce cas un fonctionnement en mode générateur en dessous de la vitesse de synchronisme.

#### I.3.2. Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone :

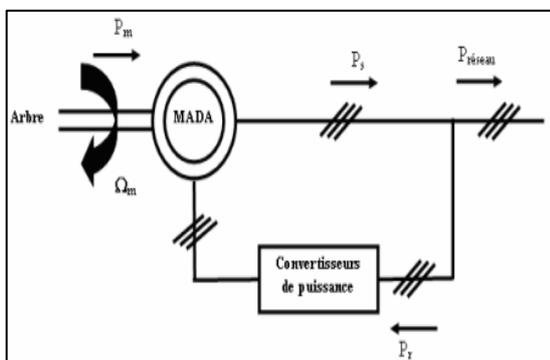
La figure (Figure I.2-b) montre que la puissance est fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a ainsi un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme.

#### I.3.3. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone :

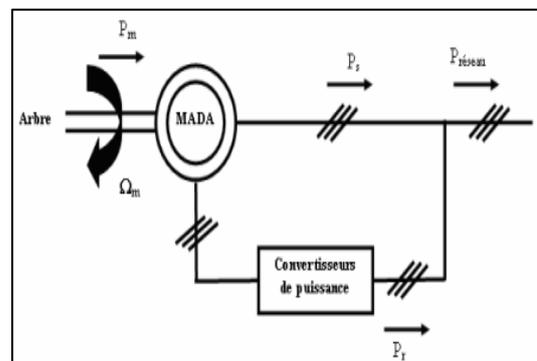
Lors du fonctionnement de la MADA en moteur, la puissance  $P_s$  est fournie par le réseau au stator. Durant le mode hypo-synchrone, où la vitesse de rotation est inférieure à celle du synchronisme, la puissance de glissement est renvoyée vers le réseau (Figure I.2-c).

#### I.3.4. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone :

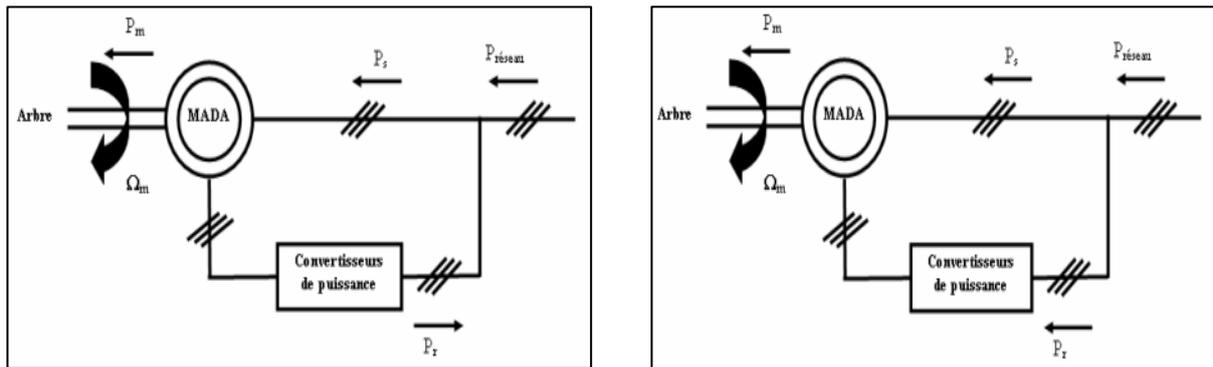
Pendant le mode hyper-synchrone, le réseau fournit la puissance au stator et au rotor de la MADA. Une partie de la puissance absorbée par le réseau va au rotor et est convertie en puissance mécanique (Figure I.2-d).



a) Génératrice hypo-synchrone



b) Génératrice hyper-synchrone



c) Moteur hypo-synchrone

d) Moteur hyper-synchrone

**Figure I. 2 :** Modes de fonctionnement de la MADA.

Tel que :

$P_s$  : La puissance statorique.

$P_r$  : La puissance rotorique.

$P_{méc}$  : La puissance mécanique.

#### I.4. Avantages et inconvénients de la MADA :

##### I.4.1. Avantages de la MADA :

Parmi les nombreux avantages offerts par la MADA on peut citer : [4]

- L'accessibilité au rotor et au stator rend la mesure des courants possible, ce qui offre une grande flexibilité et précision au contrôle de flux et du couple électromagnétique.
- Les possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation, ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application.
- Une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grandes puissances.
- Un fonctionnement possible à couple constant au-delà de la vitesse nominale.
- Le convertisseur lié au rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine et dans le cas où cette dernière fonctionne dans une gamme de vitesse proche de celle de synchronisme, les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs seront faibles. Par conséquent, le rendement obtenu du système machine-convertisseur sera élevé.

##### I.4.2. Inconvénients de la MADA :

Comparativement à la machine asynchrone à cage, la MADA présente des inconvénients liés essentiellement au système balais-bague comme : [4]

- Machine plus volumineuse et plus coûteuse que celle à cage à cause de la présence du système balais –bague.

- Elle est moins fiable que celle à cage à cause de la présence du système balais-bague et le bobinage du rotor.
- Nécessite une maintenance périodique, ce qui va augmenter le coût d'exploitation.
- Le nombre de capteurs déployé pour pouvoir faire fonctionner le système.

## **I.5. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation :**

### **I.5.1. Hypothèses simplificatrices [5] :**

Le modèle de la MADA adopté, repose sur les hypothèses simplificatrices classiques suivantes:

- Entrefer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Influences de l'effet de peau et de l'échauffement non prises en compte.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pas de régime homopolaire puisque le neutre n'est pas connecté.

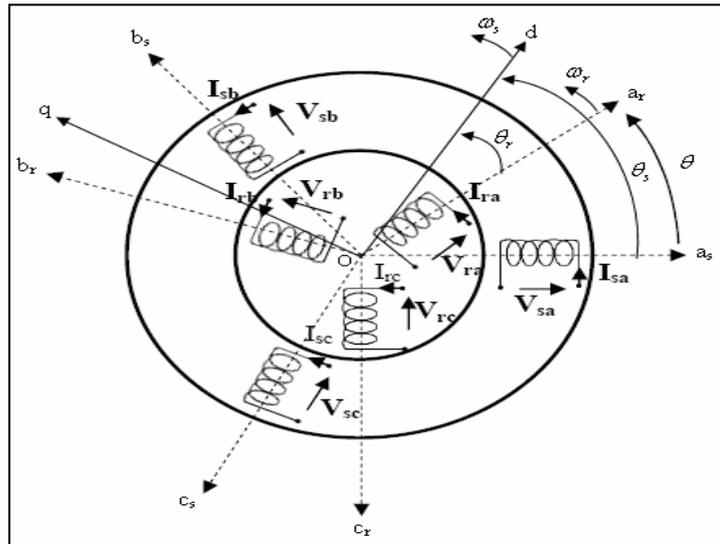
De ce fait, tous les coefficients d'inductance propre sont constants et les coefficients d'inductance mutuelle ne dépendent que de la position des enroulements.

### **I.5.2. Modèle triphasé de la MADA :**

#### **I.5.2.1. Représentation de la MADA dans le système triphasé :**

La machine asynchrone à double alimentation est formée d'un stator fixe et d'un rotor cylindrique mobile. Le stator a trois enroulements couplés en étoile ou en triangle et sont alimentés par un système de tensions triphasées. Il en résulte alors la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer de la machine (Théorème de Ferrarais). La vitesse de glissement de ce champ par rapport au stator est  $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$  où  $\omega_s$  désigne la pulsation du réseau d'alimentation statorique triphasée et  $p$  le nombre de paires de pôles. Le rotor de la machine porte, de même, un bobinage triphasé avec le même nombre de paires de pôles que celui du stator [6].

La machine asynchrone à double alimentation est représentée dans le système triphasé par la figure (I.3) suivante :



**Figure I.3:** Représentation électrique des enroulements d'une machine asynchrone à double alimentation triphasée.

Avec :

$a_s, b_s, c_s$  : correspondent aux trois phases du stator.

$a_r, b_r, c_r$  : correspondent aux trois phases du rotor.

Les deux axes  $O_r$  et  $O_q$ , sont perpendiculaires et serviront à transformer les équations de la machine. Leurs positions peuvent être quelconques vue l'isotropie du stator et du rotor.

$$O_{as}, O_d = \theta_s \quad O_{ar}, O_d = \theta_r \quad O_{as}, O_{ar} = \theta_s - \theta_r = \theta$$

L'angle  $\theta$  caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire.

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \tag{I.1}$$

Où :  $\omega = P\Omega$

$\Omega$  est la vitesse de rotation angulaire mécanique, et  $P$  est le nombre de paires de pôles.

### I.5.2.2. Les équations électriques :

La loi de Faraday, qui exprime la tension  $v$  aux bornes d'une bobine, est donnée la relation suivante :

$$v(t) = R i(t) + \frac{d\varphi(t)}{dt} \tag{I.2}$$

Appliquons cette relation aux enroulements triphasés du stator et du rotor, nous trouvons :

- **Pour les enroulements statoriques :**

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa} \\ v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb} \\ v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc} \end{cases} \quad (I.3)$$

- **Pour les enroulements rotoriques :**

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \varphi_{ra} \\ v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \varphi_{rb} \\ v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \varphi_{rc} \end{cases} \quad (I.4)$$

D'où les formes matricielles condensées :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [V_r] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{cases} \quad (I.5)$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Et :

$[V_s] = [v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}]^T$ : Vecteur des tensions instantanées des phases a,b et c statoriques.

$[I_s] = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T$ : Vecteur des courants instantanés des phases a, b et c statoriques.

$[\varphi_s] = [\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}]^T$ : Vecteur des flux instantanés des phases a,b et c statoriques.

$[V_r] = [v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}]^T$ : Vecteur des tensions instantanées des phases a,b et c rotoriques.

$[I_r] = [i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]^T$ : Vecteur des courants instantanés des phases a, b et c rotoriques.

$[\varphi_r] = [\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}]^T$ : Vecteur des flux instantanés des phases a,b et c rotoriques.

$R_s$  et  $R_r$ : Résistances d'une phase statorique et d'une phase rotorique, respectivement.

### I.5.2.3. Les équations magnétiques :

Les expressions des flux en fonction des courants statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

D'où les formes matricielles condensées :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r]$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s]$$

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire  $\theta$  entre l'axe du stator et celui du rotor :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = L_m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Avec :

$L_s$  : Inductance propre statorique.

$L_r$  : Inductance propre rotorique.

$L_m$  : La valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$M_s$  : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

$M_r$  : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$M_{sr}$  : Inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

$M_{rs}$  : Inductance mutuelle entre le rotor et le stator.

### I.5.2.4. Le couple électromagnétique :

On peut également exprimer le couple électromagnétique en fonction du couple résistant  $C_r$  opposé par la charge mécanique du moteur, du moment d'inertie de toutes les parties tournantes et du coefficient de frottement visqueux  $f$  :

$$C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad (\text{I.10})$$

Avec :

$J$  : Moment d'inertie de la partie tournante.

$\Omega$  : Vitesse mécanique du moteur.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple de charge.

### I.5.3. La transformation de Park :

La représentation de Park ou représentation vectorielle, traduit la projection des trois phases de la machine sur un repère biphasé orthogonal. En plus des simplifications dans la modélisation triphasée, dans le repère de Park, la machine est supposée électriquement équilibrée et on choisit de totaliser les fuites magnétiques au stator. Le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasée illustrée sur la (Figure I.4), repose sur la conservation des forces magnétomotrices. Cette transformation est orthonormée. Elle conserve la puissance instantanée [7].

La composante homopolaire s'annule car la machine est supposée équilibrée. Par définition, le système d'axes  $(d, q)$  tourne à la vitesse  $\omega_s$ , ainsi l'enroulement équivalent du stator formé des deux bobinages d'axes en quadrature  $d_s$  et  $q_s$  tournant à la vitesse  $\omega_s$ . De même, au rotor on substitue deux bobinages  $d_r$  et  $d_q$  aux enroulements triphasés équivalents. En effet, si l'on note par  $\theta_s$  l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques et par  $\theta_r$  l'angle de la transformation de Park des grandeurs rotoriques comme le montre la (Figure I.4) [8].

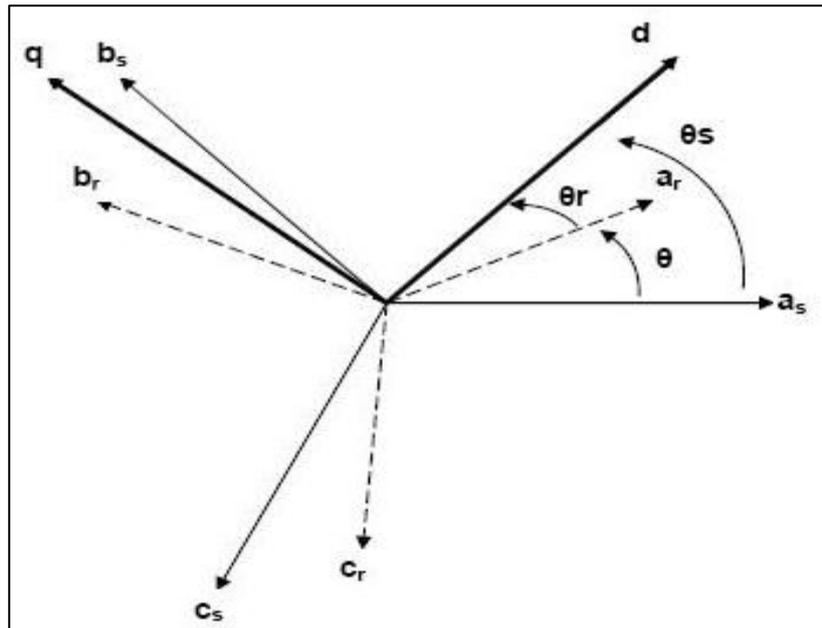


Figure I. 4 : Principe de la transformation de Park.

Les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  sont liés par la relation :

$$\theta + \theta_r = \theta_s \tag{I.11}$$

Où :

$\theta_s$  : l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques

$\theta_r$  : l'angle de la transformation de Park des grandeurs rotoriques

Pour la transformation d'une grandeur statorique, les matrices de passage sont les suivantes:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{I.12}$$

Avec :

$$X = V, I, \varphi$$

La transformation inverse est obtenue par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \tag{I.13}$$

Avec :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Son inverse est donnée par :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

Remarque :

Cette transformation permet la conservation de la puissance instantanée.

$\theta$  : Est l'angle de rotation du repère Park ( $d, q$ )

#### I.5.4. Application de la transformation de Park :

En appliquant cette transformation sur chacun des vecteurs tensions, courants et flux, on obtient les équations électriques et magnétiques suivantes :

- **Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes  $d$  et  $q$  :**

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.16)$$

- **Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes  $d$  et  $q$  :**

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{rs} i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{rs} i_{sq} \end{cases} \quad (I.17)$$

- Expression du couple électromagnétique et du mouvement :

$$\text{On a: } P_s = V_{sd} \cdot i_{sd} + V_{sq} \cdot i_{sq} \quad (\text{I. 18})$$

En remplaçant les tensions par leurs valeurs, on obtient :

$$P_s = R_s \cdot i_{sd}^2 + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} - \omega_s \cdot \varphi_{sq} \cdot i_{sd} + R_s \cdot i_{sq}^2 + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} + \omega_s \cdot \varphi_{sd} \cdot i_{sq} \quad (\text{I. 19})$$

$$P_s = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \left( \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} \right) + \omega_s (\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{I. 20})$$

$$P_s = P_{js} + P_e + P_{em} \quad (\text{I. 21})$$

$$\begin{cases} P_{js} = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \\ P_e = \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} \\ P_{em} = \omega_s (\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd}) \end{cases} \quad (\text{I. 22})$$

- $P_{js}$  : Les pertes joule du stator
- $P_e$  : L'énergie électromagnétique transitoire
- $P_{em}$  : La puissance électromagnétique

A partir de la relation qui donne la puissance électromagnétique en fonction du couple :

$$P_{em} = \Omega_s \cdot C_e \quad (\text{I. 23})$$

On distingue l'expression du couple :

$$C_{em} = K \cdot p (\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{I. 24})$$

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

Avec :

$p$  : Nombre de paires de pôles de la MADA

$$\text{Et : } K = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r}$$

- **Expression de la puissance active et réactive :**

La puissance active et réactive au stator est définie comme :

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

La puissance active et réactive au rotor est définie comme :

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

### I.5.5. Choix du référentiel :

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone à double alimentation, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes  $(d, q)$ . Dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles [9].

Cependant, nous pouvons simplifier les équations générales, les équations des tensions et des flux de la MADA écrites dans le plan  $(d, q)$  encore en choisissant un référentiel particulier pour  $(d, q)$  qui est illustré par la (Figure I.5). En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

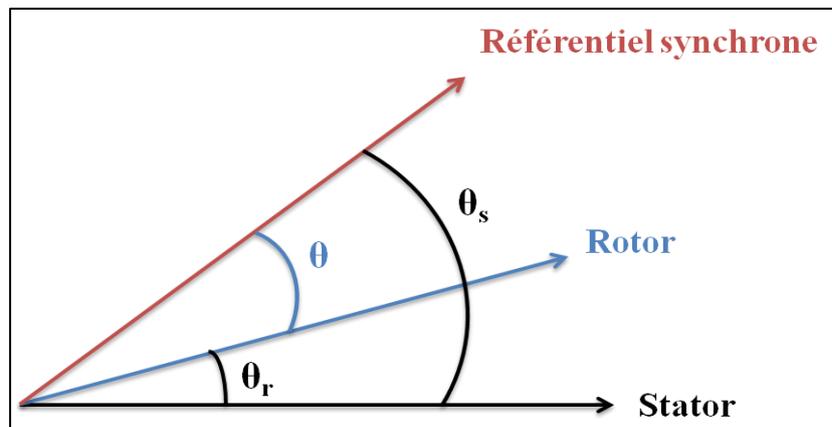


Figure I.5 : Choix de référentiel.

- **Référentiel fixé par rapport au stator :**

Caractérisé par  $\theta_s = 0$ , et par conséquent  $\theta_r = -\theta$  le système d'équations (I.16) devient alors :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.28)$$

Ce référentiel possède des tensions et des courants et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif (variations importantes de la vitesse de rotation) [3].

- **Référentiel fixé par rapport au rotor :**

Caractérisé par  $\theta_r = 0$ , et par conséquence  $\theta_s = \theta$  le système d'équations (I.16) devient alors :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (I.29)$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régime transitoire où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

- **Référentiel fixé par rapport au champ tournant :**

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{c'est la pulsation statorique}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad \text{c'est la pulsation rotorique}$$

$$\text{Et} \quad \omega + \omega_r = \omega_s \quad (I.30)$$

Avec  $\omega = p\Omega$  c'est la pulsation mécanique

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé lorsque la fréquence de l'alimentation est constante, et à fréquence variable lors de petites perturbations autour d'un régime donné, donc il est plus facile de faire la régulation de ces grandeurs. Pour cet avantage, on opte pour le choix d'axe lié au champ tournant.

Dans ce cas, le modèle de la MADA devient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.31)$$

### I.6. Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état :

La représentation d'état de la MADA dépend du repère et du choix des variables d'état pour les équations électriques. On écrit les équations dans le repère  $(d, q)$  car c'est la solution la plus générale.

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tensions statoriques et rotoriques. En considérant les courants statoriques et rotoriques comme des vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = A \cdot X + B \cdot U \quad (I.32)$$

Avec :

$X$  : Vecteur d'état.

$A$  : Matrice d'évolution d'état du système.

$B$  : Matrice de la commande.

$U$  : Vecteur du système de commande.

Où :

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

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

Pour la représentation matricielle :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

On pose :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix}$$

Alors l'équation (I.34) devient :

$$\frac{dx}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \quad (I.34)$$

Par analogie de l'équation (I.32) avec l'équation (I.33) on trouve :

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

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

Dans le but de simplifier la réalisation par SIMULINK/MATLAB la matrice [Z] peut être décomposée de la forme suivante :

$$[Z] = -[Z_1] - \omega \cdot [Z_2] + \omega_s \cdot [Z_3] \quad (I.35)$$

Avec :

$$[Z_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [Z_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}, [Z_3] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ -L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

### I.7. Résultats et interprétation :

A partir de la représentation d'état précédente, nous avons défini dans l'environnement MATLAB-SIMULINK le modèle de la machine asynchrone à double alimentation qui est présenté par la figure (I.6). Son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de Park (plan  $(d, q)$ ) lié aux champs tournant.

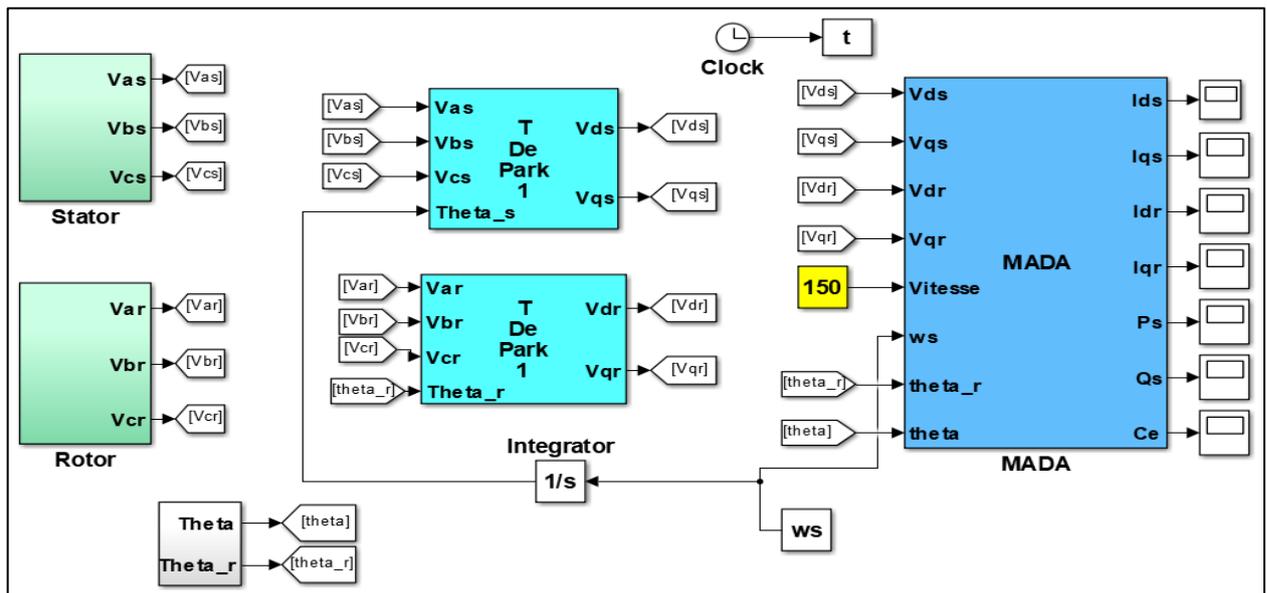


Figure I.6 : Schéma block de la GADA avec Les sources des tensions (rotorique et statorique).

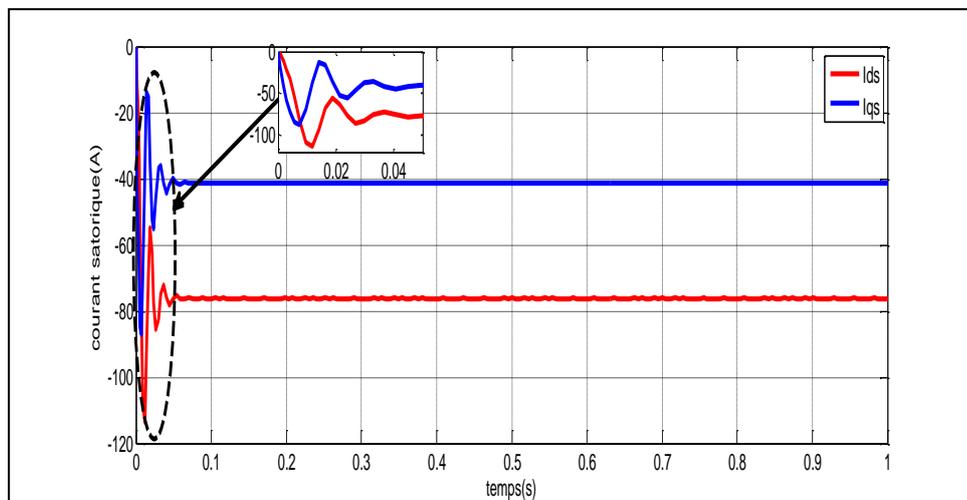


Figure I.7 : Courants statoriques en repère  $(d, q)$ .

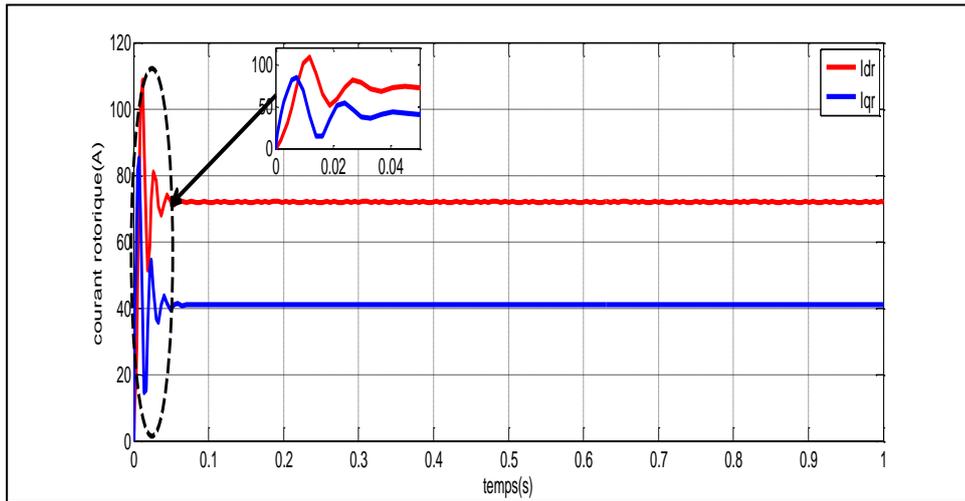


Figure I.8 : Courants rotoriques en repère (d, q).

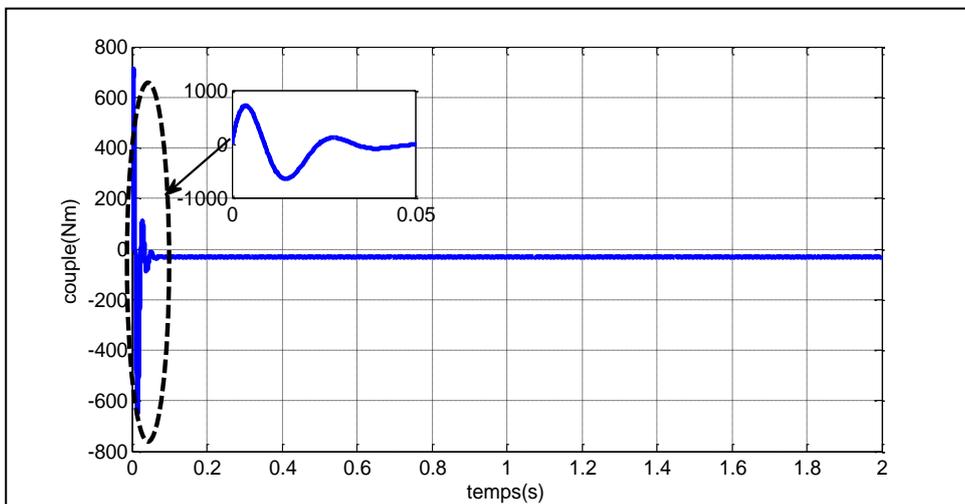


Figure I.9 : Couple électromagnétique.

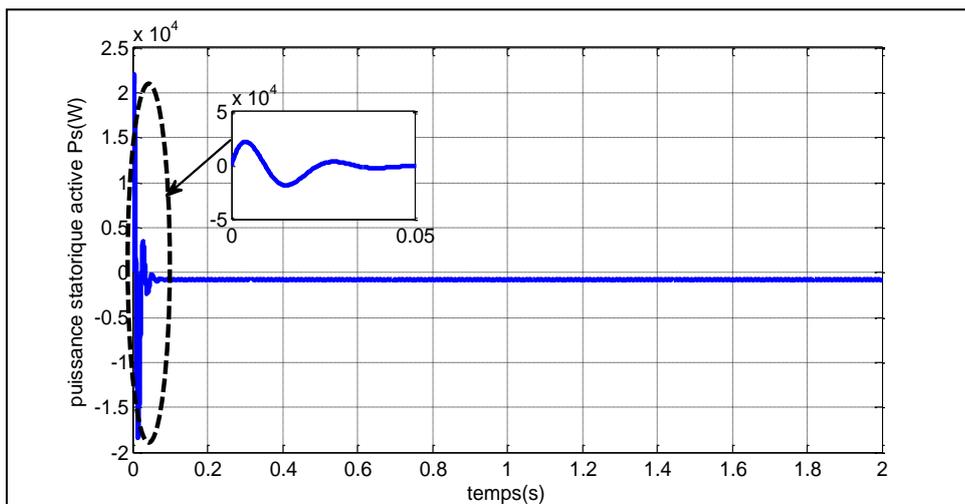
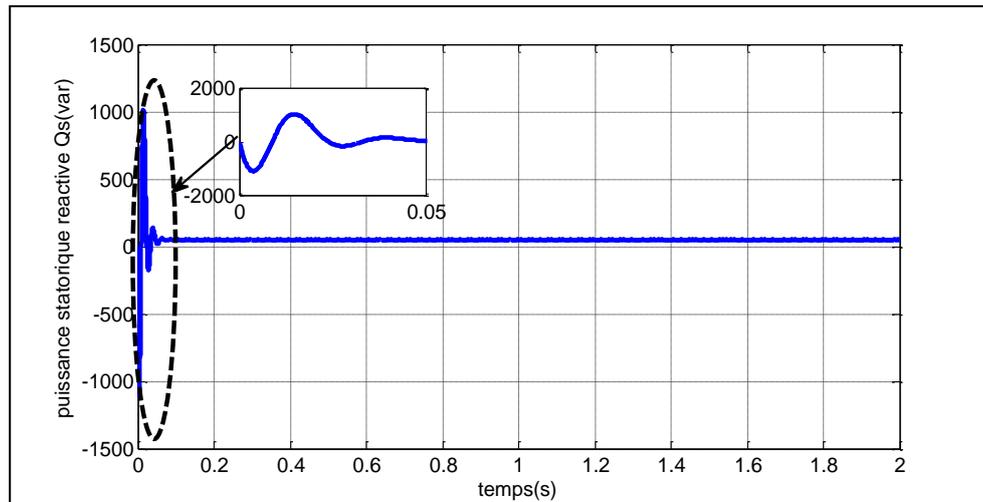


Figure I.10 : Puissance active  $P_s$ .



**Figure I.11 :** Puissance réactive  $Q_s$ .

Les résultats de simulation obtenus montrent l'importance des courants statoriques et rotoriques présentés par la figure I.7 et la figure I.8 pendant le démarrage, après un temps égal à environ 0,05s, ils se stabilisent.

Dans la figure I.10 et la figure I.11 on remarque que la puissance active de la MADA tend vers une valeur de -18KW (le signe négatif signifié que la MADA génère la puissance active) et la puissance réactive tend vers une valeur de 1000VAR (le signe positif signifié que la MADA absorbe la puissance réactive).

La figure I.9 montre que le couple électromagnétique est négatif atteint au démarrage une valeur maximale qui est -600N.m.

## I.8. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons fait une description générale de la machine asynchrone à double alimentation précisant ainsi sa constitution, sa structure et son principe de fonctionnement. Ensuite, nous avons présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation. Le modèle triphasé obtenu sous certaines hypothèses simplificatrices s'est réduit en un modèle biphasé à l'aide de la transformation de Park, après avoir transformé les équations on a choisi le référentiel lié aux champs tournant qui est le plus adapté pour une identification des paramètres de la machine asynchrone.

Les résultats obtenus par simulation montrent bien la validité du modèle de MADA, pour visualiser les différentes caractéristiques de la machine.

---

# **Chapitre II**

## **Modélisation Onduleur triphasé à deux niveaux**

---

## II.1. Introduction :

Le domaine des applications industrielles des machines électriques exige une vitesse variable, l'électronique de puissance offre une solution optimale par ses moyens statiques : diodes, transistors, thyristors ... etc. C'est la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec une grande souplesse [12].

L'entraînement des machines électriques à courant alternatif exigent une alimentation avec une tension variable (variation de fréquence et amplitude), cette solution peut être obtenue par un redresseur suivi d'un onduleur à fréquence variable qui répond bien aux besoins industriels.

Dans notre travail le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à travers un onduleur de tension. La tension de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

## II.2. Topologie d'un onduleur classique à deux niveaux:

Cette topologie, qui est caractérisée par une large gamme de niveaux des puissances.

Comme application, elle est utilisée pour :

- Compenser la puissance réactive.
- Améliorer la qualité de la production.

Les interrupteurs sont contrôlés par la modulation de largeur d'impulsion (MLI) et les pertes de commutation sont réduites à un niveau plus bas.

### II.2.1. Avantages et Inconvénients de la topologie à deux niveaux:

Parmi les avantages de ce type de topologie, nous citons :

- Circuit simple.
- Des petits condensateurs à courant continu.
- Faible encombrement.

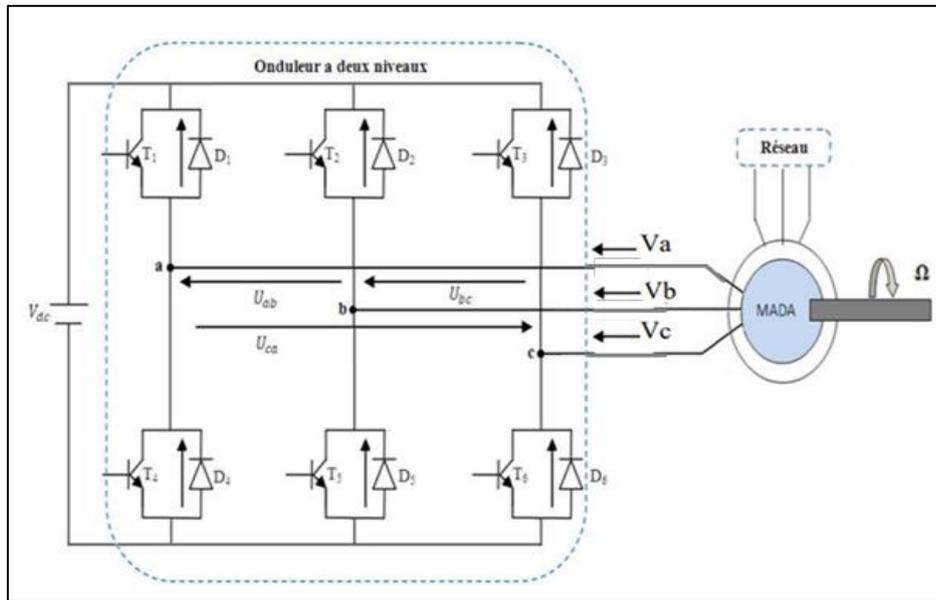
L'inconvénient majeur de cette topologie réside dans le taux des harmoniques soit élevé par rapport à des structures des onduleurs à multi-niveaux.

## II.3. Onduleur à deux niveaux :

Les onduleurs sont les convertisseurs statiques continu/alternatif permettent de fabriquer une source de tension alternative variable à partir d'une source de tension continue, [9].

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor ou un thyristor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. La tension 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 [10].

Le rotor de la GADA est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux équipé avec des dispositifs semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture (voir figure II.1).



**Figure II.1** : Schéma électrique de la liaison du rotor de MADA via un onduleur à deux niveaux.

On peut exprimer les tensions en ligne en fonction de la tension dans l'étape continue et de l'état des commutateurs. On définit pour ça les variables  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  en fonction de l'état des commutations dans les trois branches du convertisseur.

- Branche a :
  - $S_a = 0$  Si  $T_1$  est ouvert et  $T_4$  est fermé.
  - $S_a = 1$  Si  $T_1$  est fermé et  $T_4$  est ouvert.
- Branche b :
  - $S_b = 0$  Si  $T_2$  est ouvert et  $T_5$  est fermé.
  - $S_b = 1$  Si  $T_2$  est fermé et  $T_5$  est ouvert.
- Branche c :
  - $S_c = 0$  Si  $T_3$  est ouvert et  $T_6$  est fermé.
  - $S_c = 1$  Si  $T_3$  est fermé et  $T_6$  est ouvert.

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c) \\ U_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Les tensions simples forment un système de tension triphasée équilibrée, alors :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II. 2})$$

Les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II. 3})$$

Ainsi l'onduleur est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II. 4})$$

#### II.4. Stratégie de commande à MLI :

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe est basé sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence sinusoïdale de trois phases ( $V_{abc_{ref}}$ ), avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire ( $V_p$ ). Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [8]. Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale.

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

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{II. 5})$$

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

$$r = \frac{V_p}{V_{ref}} \quad (\text{II. 6})$$

Le choix d'un indice de modulation  $m$  multiple de trois nous permet d'éliminer les harmoniques d'ordre trois qui représente un handicap de cette technique. Cependant, le taux de modulation  $r$  varie suivant la référence imposée [9].

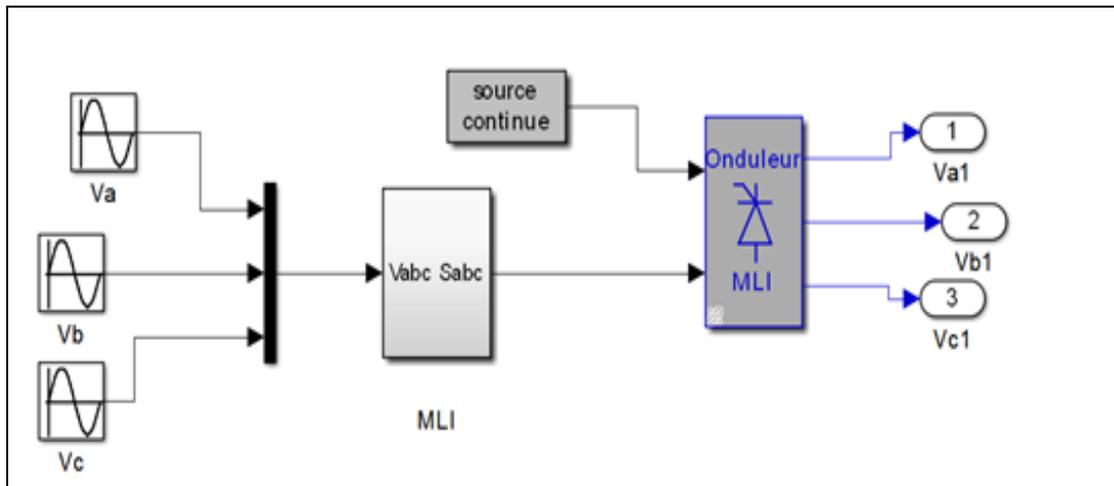
**II.5. Algorithme de commande :**

L'algorithme de commande de la stratégie sinus-triangle pour un onduleur à deux niveaux pour un bras  $k$  peut être résumé en deux étapes, avec  $V_k$  tension polaire entre phase et neutre fictif [9].

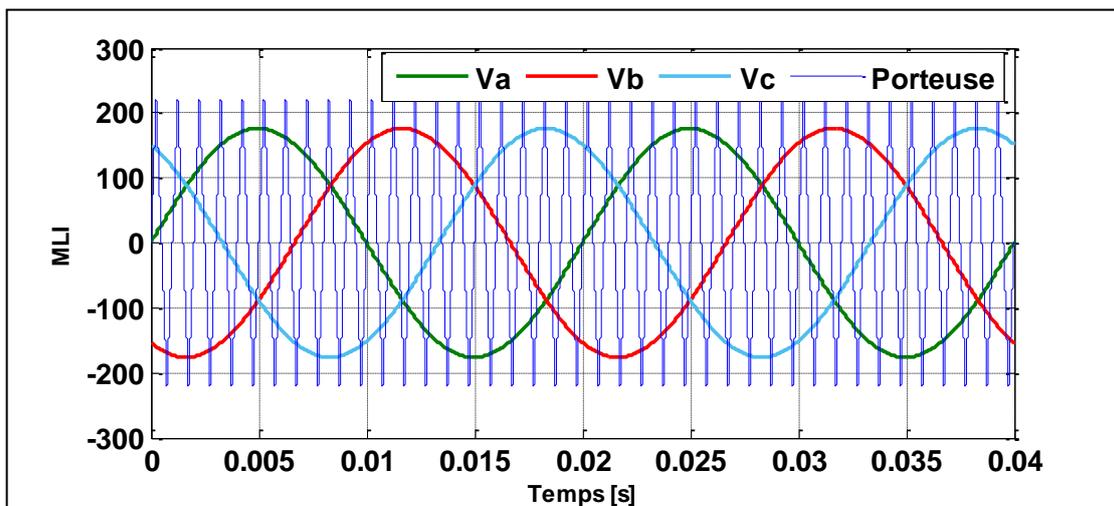
$$\text{Etape 1 : } \begin{cases} V_{ref} \geq V_p \Rightarrow V_k = \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{ref} \leq -V_p \Rightarrow V_k = -\frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (\text{II. 7})$$

$$\text{Etape 2 : } \begin{cases} V_k = \frac{V_{dc}}{2} \Rightarrow S_k = 1 \\ V_k = -\frac{V_{dc}}{2} \Rightarrow S_k = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 8})$$

La figure II.2 montre le schéma bloc de l'onduleur commandé par MLI, ainsi la figure II.3 présente la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI).



**Figure II.2:** Schéma de l'onduleur à deux niveaux avec la commande MLI.



**Figure II.3:** Stratégie de commande à MLI.

La figure II.4 présente les états de commutation dans les trois branches de l'onduleur. La figure II.5 présente les tensions de sortie de l'onduleur qui prennent la forme de créneaux.

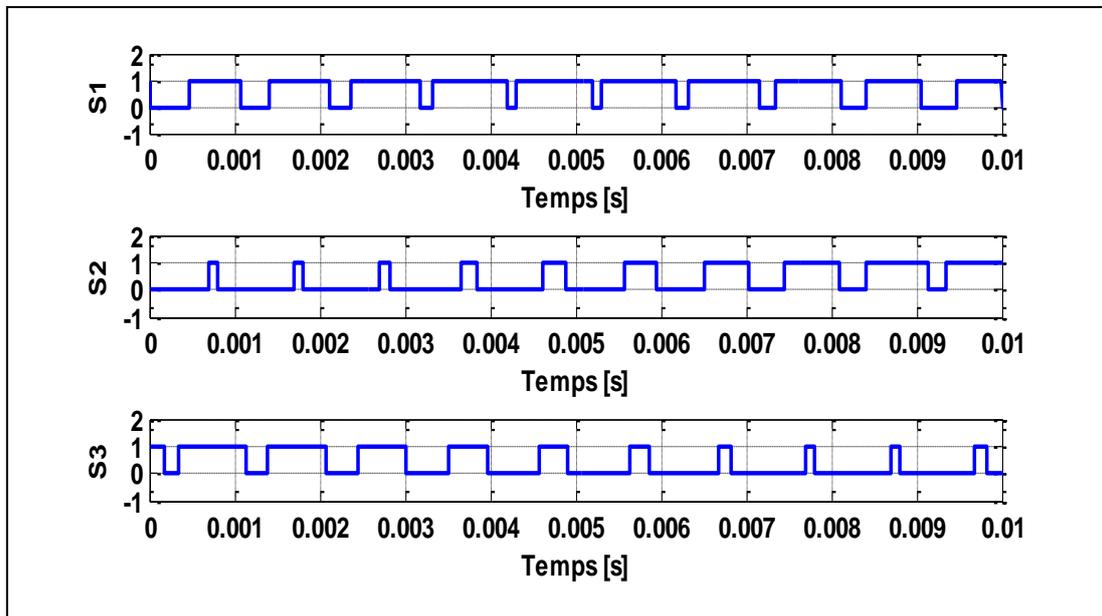


Figure II.4 : Principe de la commande MLI.

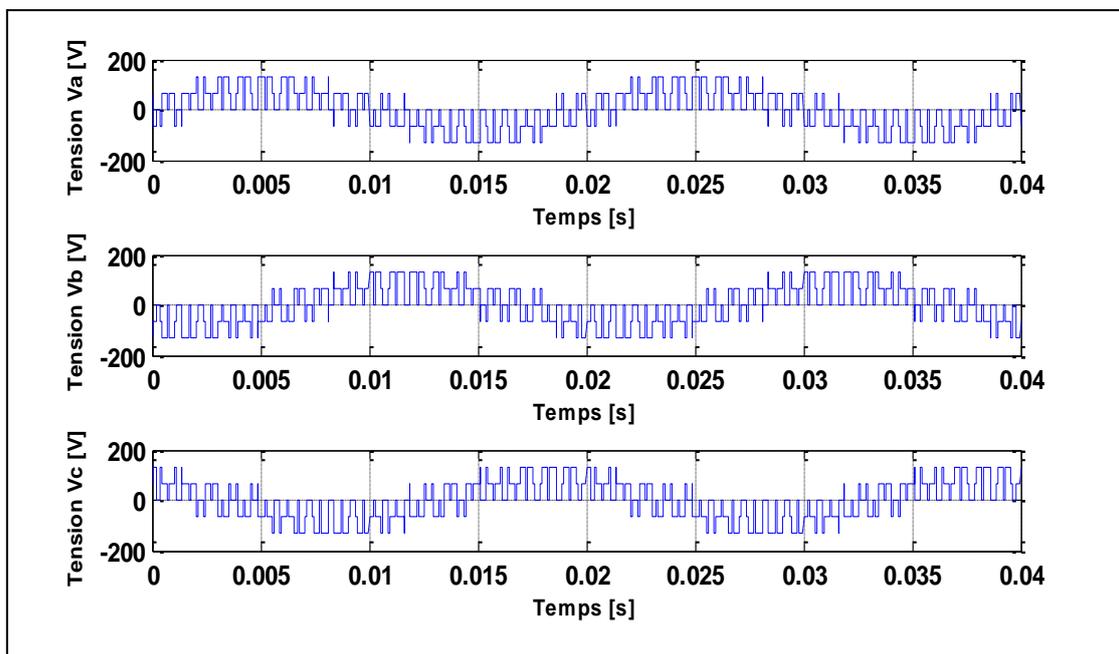


Figure II.5 : Les tensions de sortie de l'onduleur.

On note que la MLI permet une nette réduction des harmoniques des courants, en augmentant la fréquence de découpage. Elle permet aussi de repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ce qui facilite le filtrage, comme elle permet aussi de faire varier le fondamental de la tension désirée [11].

II.6. Résultats et simulations :

La Figure II.6 présente l'association de l'onduleur et la MADA sous l'environnement Matlab-Simulink :

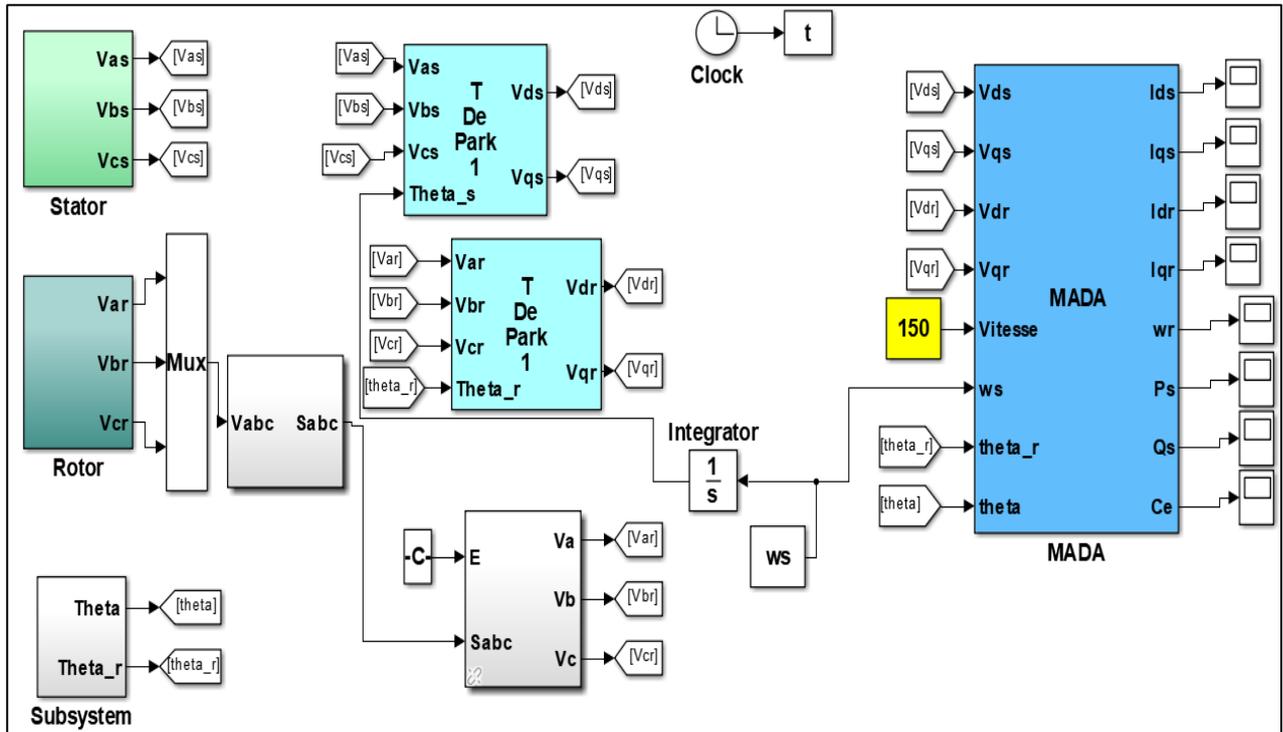


Figure II.6 : Association onduleur-MADA sous Matlab/Simulink.

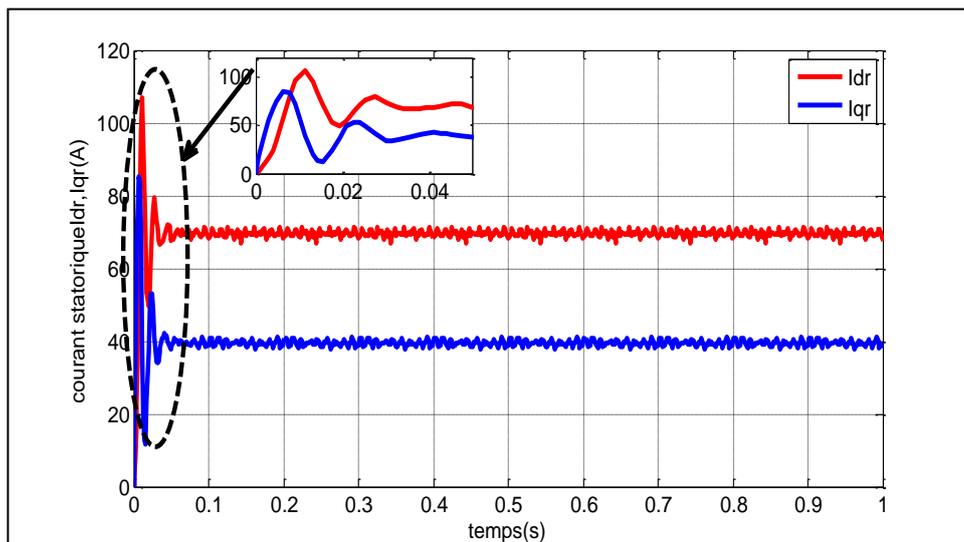


Figure II.7 : Les courants statoriques dans le repère (d, q).

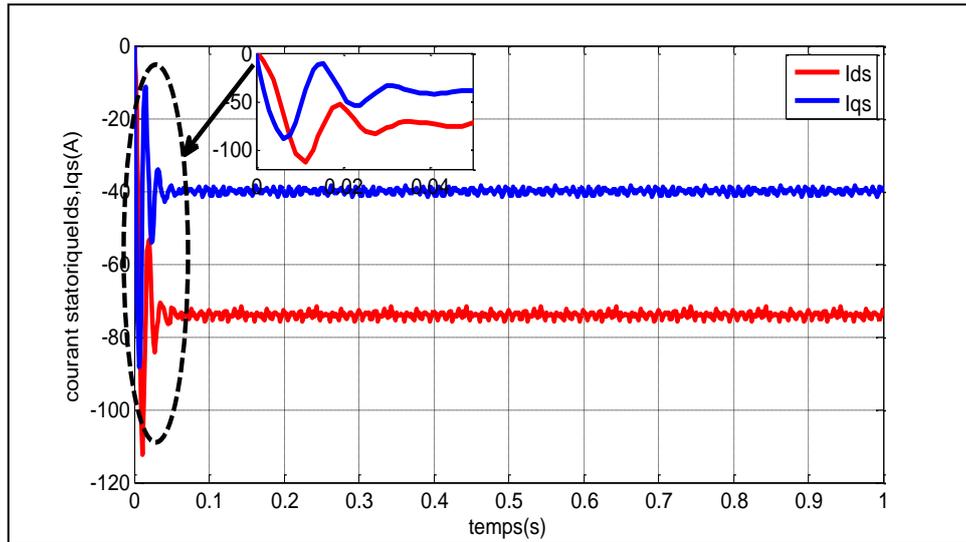


Figure II.8 : Les courants rotoriques en repère (d, q).

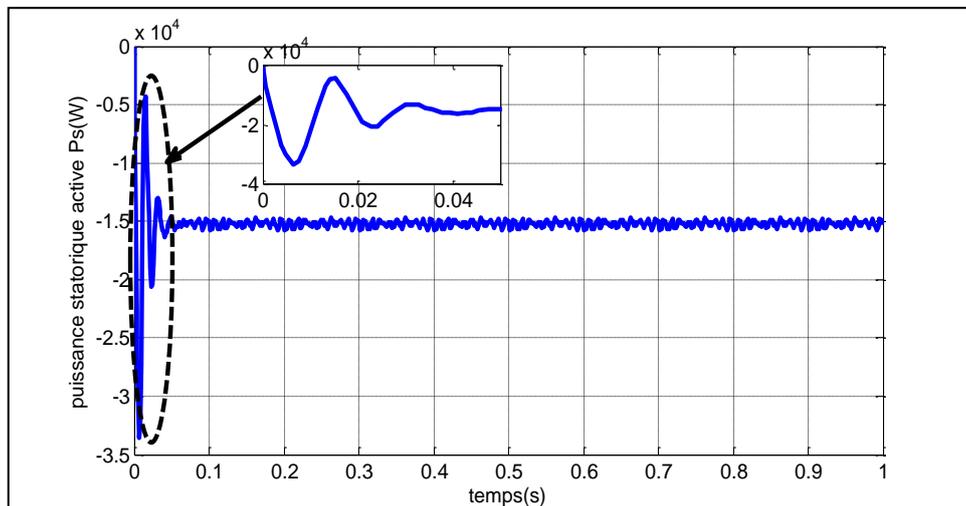


Figure II.9 : Puissance statorique active  $P_s$ .

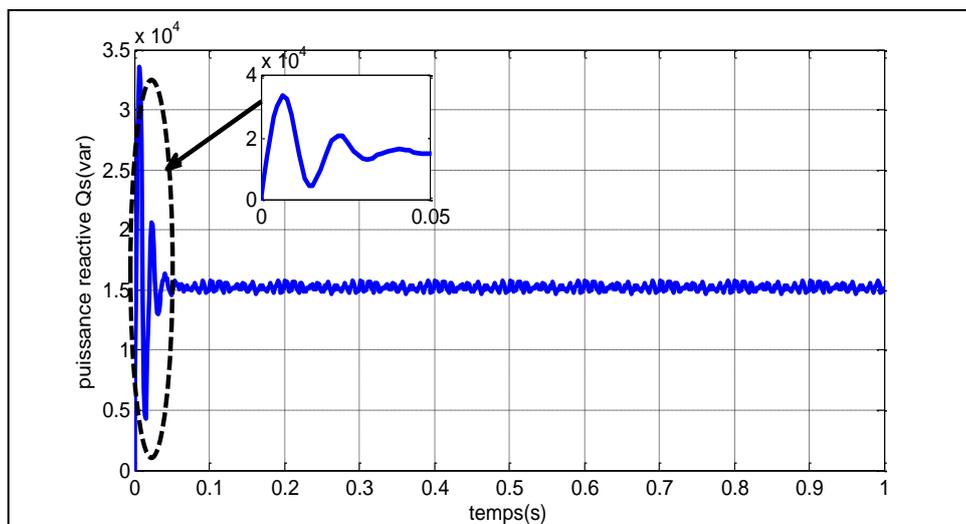


Figure II.10 : Puissance statorique réactive  $Q_s$ .

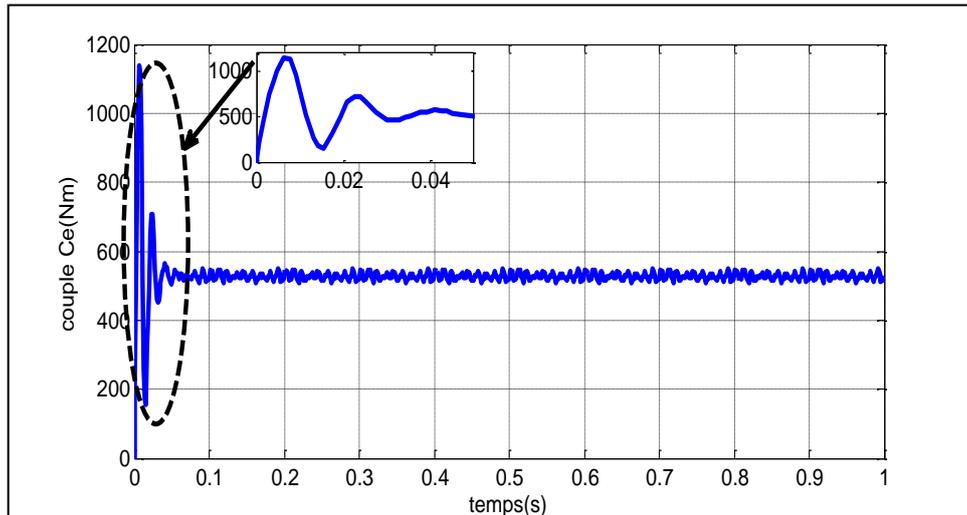


Figure II.11 : Couple électromagnétique  $C_e$ .

### II.6.1. Interprétations des résultats :

Les figures ci dessus sont ceux obtenues pour le modèle de MADA alimenté par un onduleur triphasée à deux niveaux commandé par MLI.

Les figures II.7 et II.8 montrent les résultats des courants biphasées rotoriques et statoriques, on constate une importance de ces courants pendant le démarrage, après un temps égal à environs 0,05s, ils se stabilisent.

Les figures II.9 et II.10 montrent les résultats de simulation de la puissance active et réactive de MADA, on remarque sur les réponses que ces derniers présentent un pic important durant le démarrage puis ils se stabilisent après un temps égal à 0.05s.

La figure II.11 présente la réponse du couple électromagnétique qui montre une valeur importante pendant le démarrage puis il se stabilise à un certain temps qui est 0.05s.

Des ondulations ont présentées au niveau des puissances, des courants et du couple dues à l'utilisation de la technique MLI dans la commande de l'onduleur de tension qui alimente le rotor de la MADA.

### II.7. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux, ainsi on a entamé la modélisation en prenant en considération l'hypothèse de commandabilité, puis nous avons étudié la stratégie de commande de l'onduleur où nous utilisons la commande triangulo-sinusoïdale, en montrant l'importance de MLI triangle-sinusoïdale. Enfin nous avons associée la MADA à l'onduleur triphasé et interprète les résultats de simulation de l'ensemble.

---

# **Chapitre III**

## **Commande vectorielle de la génératrice asynchrone à double alimentation**

---

### III.1. Introduction :

Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. Ceci est réalisé par orientation de ces derniers dans un repère  $(d, q)$  tournant à la vitesse de rotation du champ tournant. Si cela est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement de celui d'une machine à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit fournissant le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner [12].

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. Dans cette optique, nous avons proposé une loi de commande pour la MADA basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour la faire fonctionner en génératrice. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations vont permettre d'agir sur les signaux rotoriques en vue de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la machine et le réseau [6].

### III.2 Commande vectorielle de la GADA :

#### III.2.1. Principes et objectifs de la commande vectorielle :

L'importance de la commande vectorielle, aussi appelée commande à flux orienté (field-oriented control en anglais), est d'arriver à commander la MADA de la même manière que d'une machine à courant continu à excitation indépendante dans laquelle où il y'a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit).

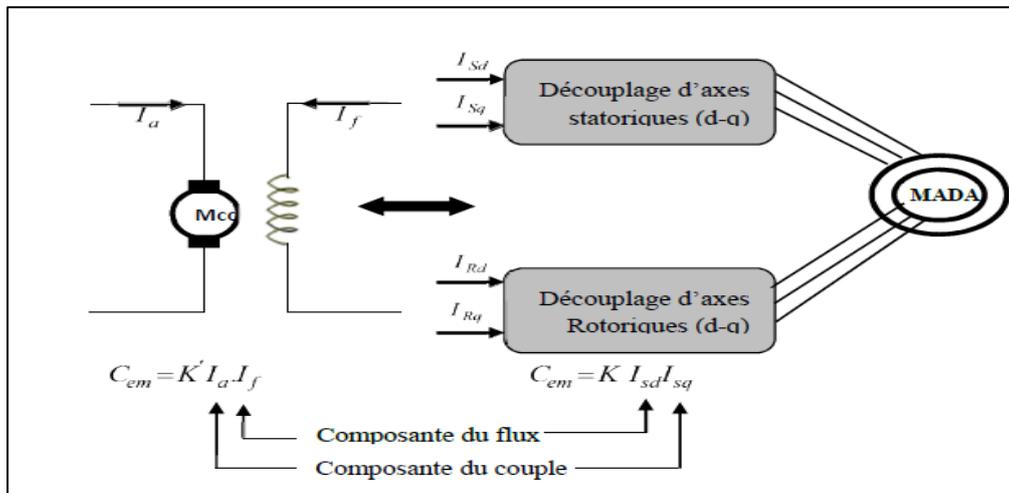
Cette séparation approuvait de recevoir une réponse très rapide du couple, une vaste plage de contrôle de vitesse et une forte efficacité pour une haute plage de charge en régime permanent.

Pour obtenir un état équivalent à celle de la machine à C.C, on soumettra cette technique de la commande vectorielle.

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est proposée par Blaschke et Hasse au début des années 70, cette méthode c'est de décomposer le vecteur des courants statoriques ou rotoriques en deux éléments, le premier produit le flux, et le deuxième produit le couple [15].

Ce qui facile pour avoir un angle de  $90^\circ$  entre le flux statorique ou rotorique et courant statorique de la machine, et a reçu une caractéristique approchant à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

La figure III.1 montre l'égalité et l'équivalence entre la formule du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à C.C et la commande vectorielle d'une génératrice MADA.



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

A partir de la figure III.1, on remarque que pour la machine à C.C, le courant d'induit  $i_a$  est le producteur du couple et le courant d'excitation  $i_f$  est le producteur du flux. Dans une M.C.C, l'induit et l'inducteur sont découplés puisque le flux est commandé par le courant  $i_f$  et le couple par le courant  $i_a$ .

### III.2.2. Les Techniques De La Commande Vectorielle :

Pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle en anglais (*FOC : Field oriented control*) ou la commande par orientation du flux. Plusieurs techniques, ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [13] :

- Suivant la source d'énergie :
  - Commande en tension (Voltage Source Inverter).
  - Commande en courant (Current Controlled Inverter).
- Suivant les opérations désirées pour le flux :
  - Commande vectorielle de flux rotorique.
  - Commande vectorielle de flux statorique.
  - Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant).
- Suivant la détermination de la position du flux :
  - Directe par mesure ou observation du vecteur de flux (module, phase).
  - Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

Dans tout notre travail, nous nous intéressons à une commande vectorielle indirecte en tension avec orientation du flux statorique suivant le repère ( $d$ - $q$ ).

### III.2.3. Modélisation de la GADA avec orientation du flux statorique :

Pour commander la génératrice MADA par la méthode d'orientation du flux statorique, on choisit le repère  $d$ - $q$  lié au champ tournant statorique, qui est relatif à la fréquence de 50Hz (fréquence du réseau électrique). Ainsi, le repère de Park sera synchronisé avec le flux statorique comme montre la figure III.2.

On a donc :  $\varphi_{sq} = 0$  et par suite  $\varphi_{sd} = \varphi_s$ .

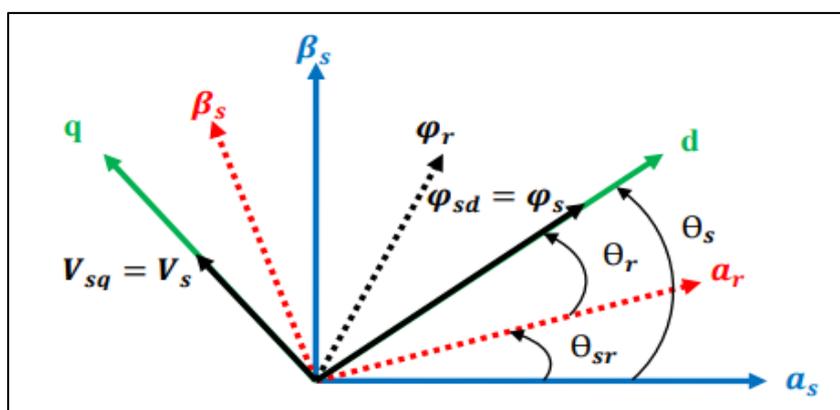


Figure III.2 : Orientation du repère de Park.

Afin de réaliser l'orientation du flux statorique, on fait appel au modèle de la MADA dans le repère de Park selon les équations (I.31) :

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

Si on oriente le flux statorique selon l'axe  $d$  pour que la composante suivant l'axe  $q$  soit constamment nulle ( $\varphi_{sq} = 0$ ,  $\varphi_{sd} = \varphi_s$ ), le modèle de la machine dans ce cas devient :

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

Si on néglige la résistance des enroulements statoriques, hypothèse souvent acceptée pour les machines de grande puissance utilisées pour la production d'énergie éolienne les équations des tensions de la machine en régime permanent se réduisent à la forme suivante :

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

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

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ 0 = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{rs} i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{rs} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

### III.2.3.1. Relation entre le courant statorique et le courant rotorique :

A partir de l'équation de flux (III. 4), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\varphi_{sd}}{L_s} - \frac{M_{sr}}{L_s} i_{rd} \\ i_{sq} = -\frac{M_{sr}}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

### III.2.3.2. Relation entre puissances statoriques et courants rotoriques :

Dans un repère diphasé, les puissances actives et réactives statoriques d'une machine asynchrone sont présentés par :

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

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

$$\begin{cases} P_s = V_s \cdot I_{sq} \\ Q_s = V_s \cdot I_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

En remplaçant les courants statoriques direct et quadrature par leurs expressions dans l'équation (III. 7) :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \cdot \frac{M_{sr}}{L_s} \cdot i_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - V_s \frac{M_{sr}}{L_s} i_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

$$\text{Avec : } V_{sq} = V_s = \omega_s \varphi_s \Rightarrow \varphi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (\text{III.9})$$

Par ailleurs, l'expression du couple devient :

$$C_{em} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \varphi_{sd} i_{rq} == -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \frac{V_s}{\omega_s} i_{rq} \quad (\text{III.10})$$

Il ressort de l'expression (III. 8) que le contrôle des puissances active et réactive au stator est découplé. La puissance active au stator produite par la machine est contrôlée par la composante  $i_{rq}$ . Si la tension et la fréquence sont imposées par le réseau, la puissance réactive peut être contrôlée par la composante  $i_{rd}$ , (éventuellement contrôlé à zéro pour obtenir un facteur de puissance unitaire au stator).

### III.2.3.3. Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques :

Exprimant d'abord les flux rotoriques d'après les équations (III.3), en remplaçant les courants statoriques par leurs expressions dans les équations (III.4) :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r \sigma i_{rd} + \frac{M.V_s}{L_s \cdot \omega_s} \\ \varphi_{rq} = L_r \sigma i_{rq} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r}, \text{ coefficient de dispersion de la machine.}$$

En remplaçant (III. 11) dans les expressions des tensions rotoriques :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + L_r \cdot \sigma \frac{di_{rd}}{dt} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + L_r \cdot \sigma \frac{di_{rq}}{dt} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i_{rd} + g \frac{M.V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

D'après l'équation(III. 12), la commande vectorielle de la GADA revient alors à contrôler les deux puissances  $P_s$  et  $Q_s$  par les composantes  $V_{rd}$  et  $V_{rq}$ . A partir des équations (III. 8) et(III. 12), on peut établir le schéma bloc de la GADA présenté par la figure (III.3).

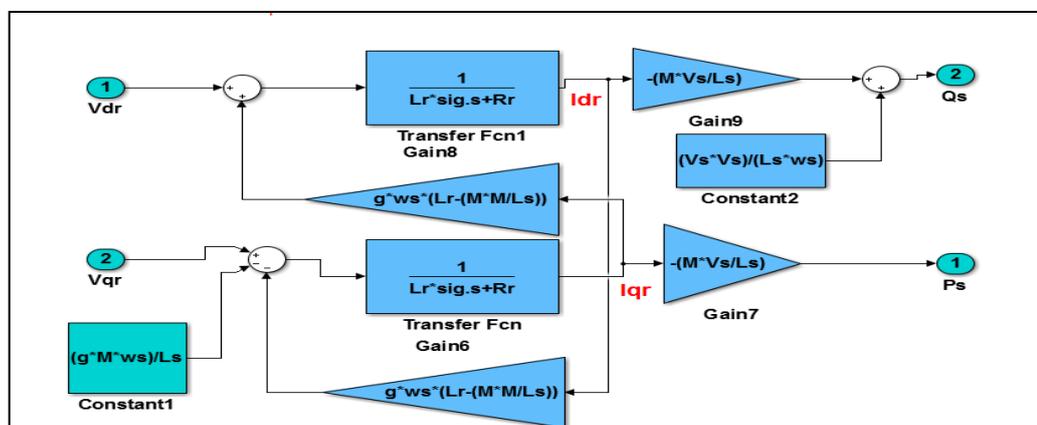


Figure III.3 : Schéma bloc simplifié de GADA.

### III.2.4. Principe de Contrôle indépendant des puissances active et réactive

Nous résumerons deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette génératrice MADA [14] :

- La méthode 1 : consiste à rejeter les termes de couplage et à déposer en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive. Cette technique est appelée : méthode directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la génératrice [15].
- La méthode 2 : consiste à estimer des termes de couplage et à les compenser pour obtenir un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette technique est appelée : méthode indirecte obtenue directement des équations (III.8) et (III.12). Cette méthode va être étudiée et simulée dans la suite de ce chapitre.

#### III.2.4.1. Commande vectorielle directe des puissances :

Cette stratégie de commande a été proposée par Blaschke. Donc, la connaissance du module de flux et de sa phase est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux quelque soit le régime transitoire effectué [16].

D'après l'équation (III.8), on s'aperçoit que les courants rotoriques sont liés aux puissances actives et réactives par le terme  $\frac{MV_s}{L_s}$ . De même, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés dans le système (III.12) disparaissent en régime permanent. Donc ont écrit :

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

$V_{rd}$  et  $V_{rq}$  sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus [17].

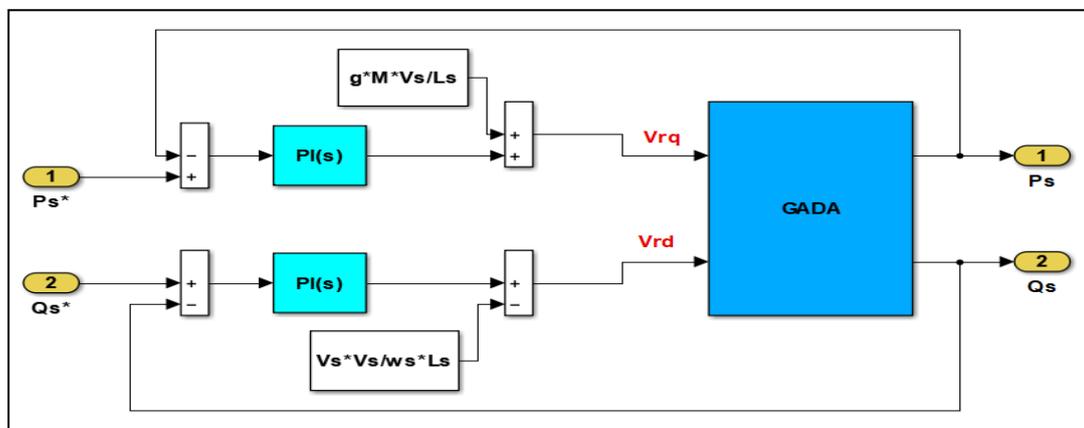


Figure III.4 : Schéma bloc de la commande directe.

L'effet du terme de couplage  $g\omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)$  est minime pour des faibles glissements et peut être compensé par une synthèse adéquate des régulateurs dans la boucle de commande. En revanche, le terme  $g \frac{MV_s}{L_s}$  représente une force électromotrice dont l'influence n'est pas négligeable, le système de contrôle devra donc compenser cette perturbation. Ainsi, on obtient un modèle plus simple permettant le contrôle direct et indépendant des puissances active et réactive en utilisant un seul régulateur sur chaque axe (d,q) [17], présenté sur la figure III.4.

### III.2.4.2. Commande vectorielle indirecte des puissances :

Cette méthode consiste à récapituler l'opération de contrôle à partir de l'inversement de la fonction de transfert du système à réguler, pour établir les tensions rotoriques de référence en fonction des puissances active et réactive au niveau du stator [18]. On recherche donc à former les équations des puissances active et réactive d'une coté et des tensions rotoriques d'autre part en fonction des courants rotoriques tout en tenant compte du modèle mathématique de la génératrice.

#### III.2.4.2.1. Commande en boucle ouverte :

La commande en boucle ouverte est essentiellement basée sur l'hypothèse d'un réseau stable en tension et en fréquence, elle consiste à asservir non plus les puissances mais plutôt indirectement les courants rotoriques [19].

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

$$\begin{cases} i_{rq\_ref} = -\frac{L_s}{M.V_s} \cdot P_{s\_ref} \\ i_{rd\_ref} = -\frac{L_s}{M.V_s} \cdot Q_{s\_ref} + \frac{V_s}{M.\omega_s} \end{cases} \quad (III.14)$$

Ces courants seront utilisés comme références à la place des références des puissances active et réactive, telles qu'il est montré en Figure III.5.

Cette élaboration reste fiable tant que le réseau électrique reste stable en tension et en fréquence. Une instabilité du réseau va donc créer une erreur sur le suivi des consignes des puissances active et réactive [8].

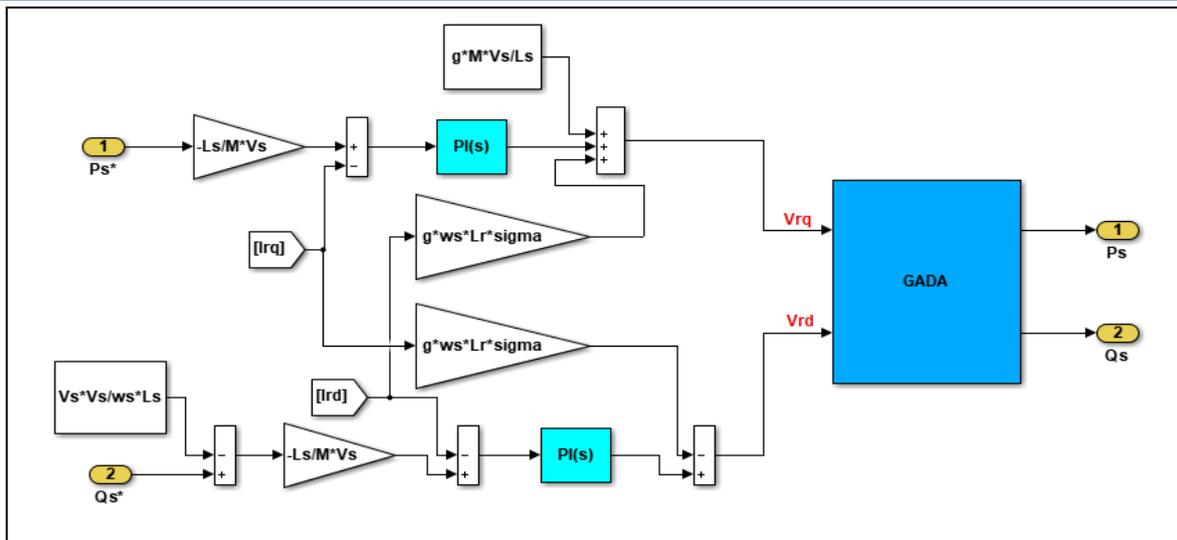


Figure III.5 : Schéma bloc de la commande indirecte en boucle ouverte

**III.2.4.2.2. Commande en boucle fermée :**

Pour évoluer et corriger le système de commande précédent, nous allons mettre une boucle de régulation complémentaire des puissances active et réactive dans le schéma bloc de la figure (III.5) de telle sorte que chaque axe de régulation contient deux régulateurs PI, l'un pour contrôler la puissance et l'autre pour le courant rotorique (figure III.6) [20].

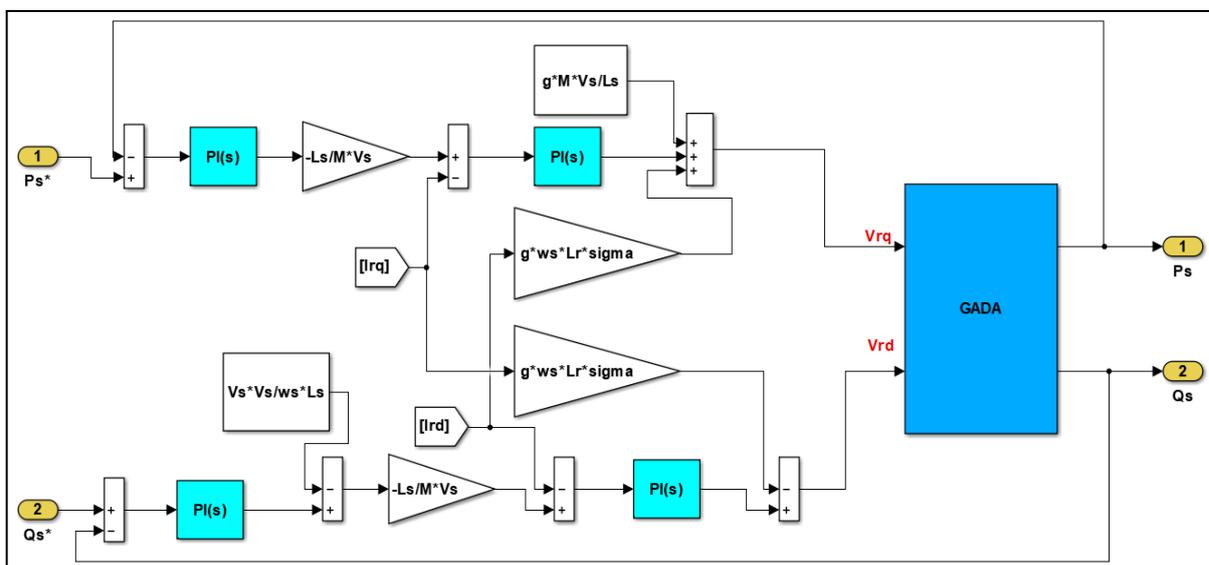


Figure III.6 : Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée.

**III.2.4.3. Synthèse et conception du régulateur (PI) :**

Le régulateur PI utilisé pour le réglage des puissances active et réactive, offre plusieurs avantages notamment la rapidité et la simplicité à mettre en œuvre, ainsi qu'il offre des performances acceptables à la régulation du système considéré.

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes de la conception des régulateurs PI. Dans notre travail, nous nous intéressons à la méthode de conception qui est basée sur la compensation de la constante de temps du régulateur avec celle du processus de la grandeur à réguler [21].

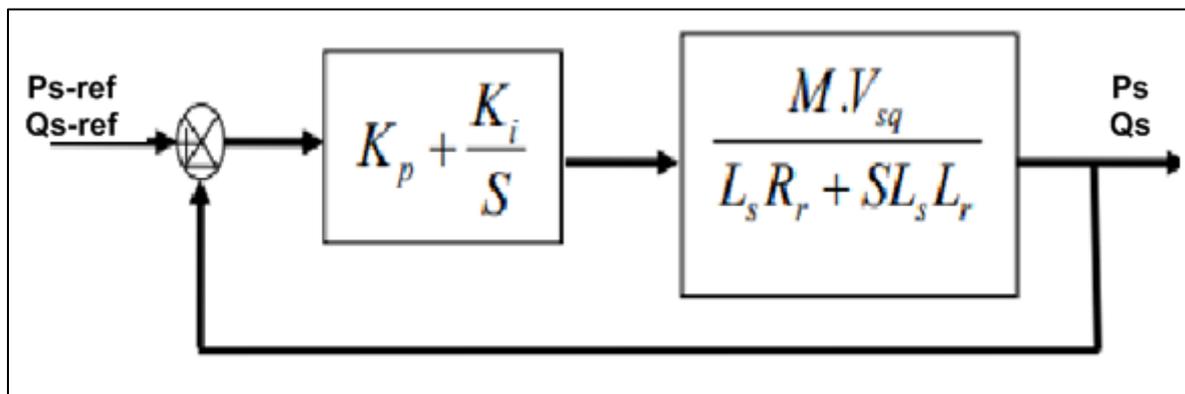


Figure III.7 : Système régulé par un PI.

La figure (III.7) montre un système de réglage de chaque puissance au niveau du stator de la MADA en boucle fermée par un régulateur PI. Dans ce cas, la fonction de transfert de chaque puissance est déduite à partir du modèle de la MADA.

La fonction de transfert en boucle ouverte (*FTBO*) du système de régulation de s'écrit comme suit :

$$FTBO = \frac{s + \frac{K_i}{K_p} \frac{M.V_s}{L_s.L_r.\sigma}}{\frac{s.R_r}{K_p.L_r.\sigma} + s} \quad (III.15)$$

La méthode de compensation des pôles consiste à éliminer le zéro de la fonction de transfert et ceci nous conduit à l'égalité suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_r}{L_r.\sigma} \quad (III.16)$$

Notons toutefois ici que la compensation des pôles n'a d'intérêt que si les paramètres de la machine sont connus avec une certaine précision car les gains des régulateurs dépendent de ces paramètres.

Après la compensation, on obtient la fonction *FTBO* suivante :

$$FTBO = \frac{K_p.M.V_s}{L_s.L_r.\sigma.s} \quad (III.17)$$

Ce qui nous donne la fonction de transfert en boucle fermée suivante :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau.s} \quad (III.18)$$

Avec :

$$\tau = \frac{L_s \cdot L_r \cdot \sigma}{K_p \cdot M \cdot V_s} \tag{III.19}$$

$\tau$  : est le temps de réponse du système que l'on fixe préalablement. Dans ce cas, les gains des régulateurs PI sont exprimés en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse comme suit [21] :

$$\begin{cases} K_p = \frac{L_s \cdot L_r \cdot \sigma}{\tau \cdot M \cdot V_s} \\ K_i = \frac{R_r \cdot L_s}{\tau \cdot M \cdot V_s} \end{cases} \tag{III.20}$$

Il convient de dire que la méthode de la compensation des pôles n'est bien entendu pas la seule alternative de calcul pour la synthèse d'un régulateur PI. Mais, elle présente l'intérêt d'être rapide à mettre en œuvre sur une fonction de transfert du premier ordre.

### III.3. Résultats et simulations :

La stratégie indirecte de commande en puissances de la MADA a été validée par simulation numérique en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK.

La figure (III.8) présente la commande vectorielle indirecte de puissance :

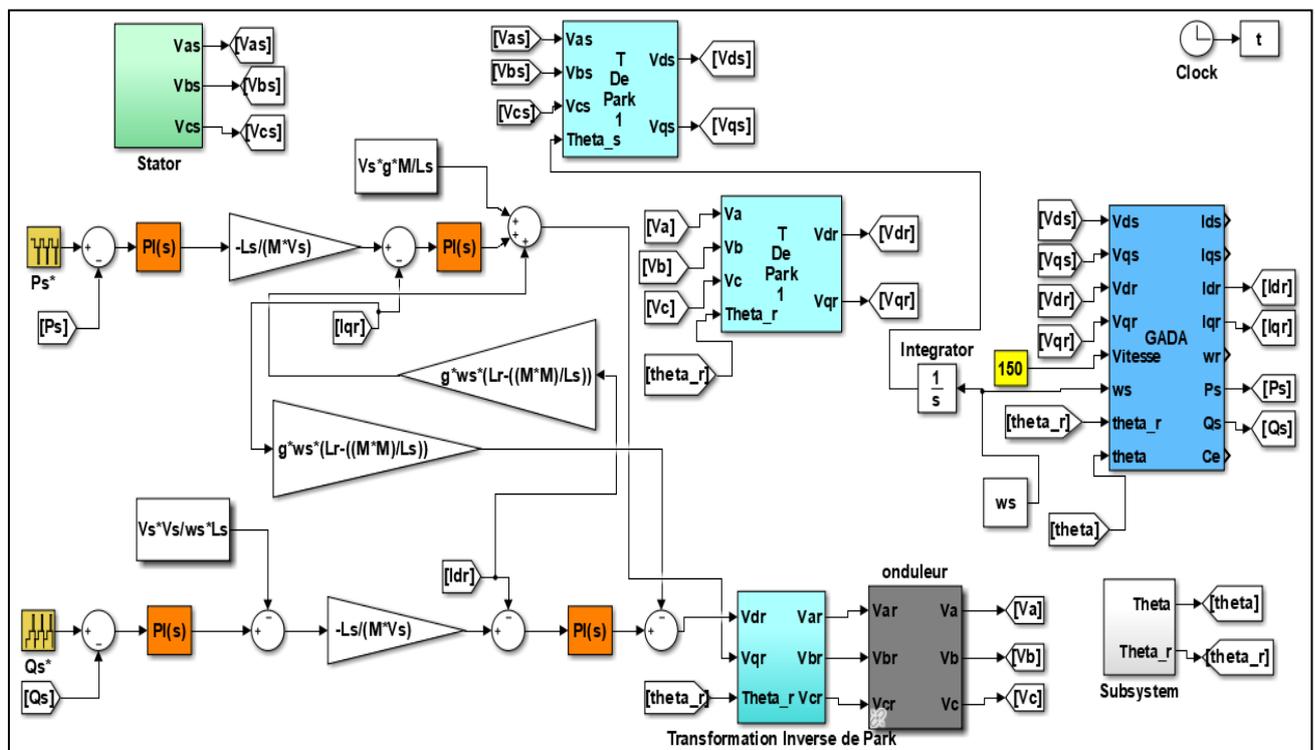


Figure III.8 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la MADA.

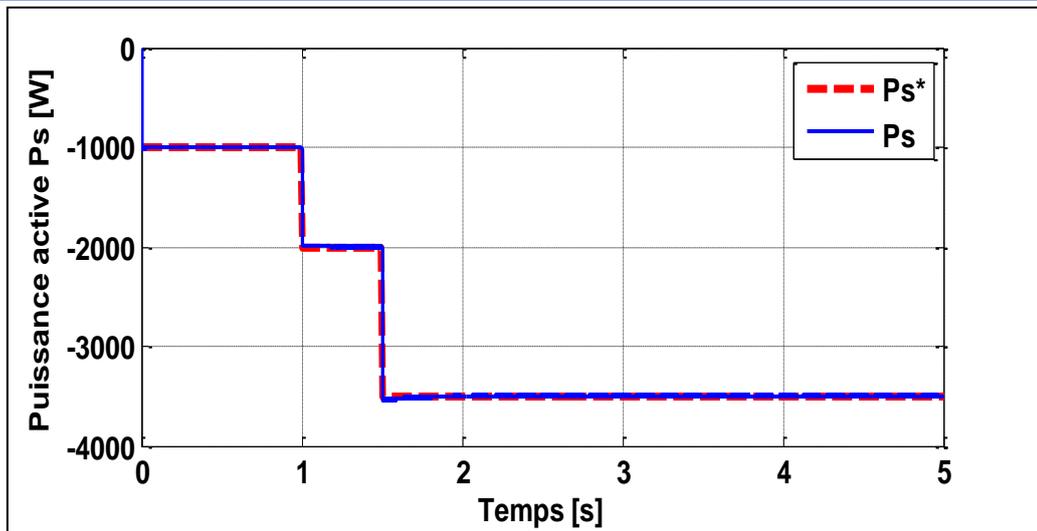


Figure III.9 : Variation de la puissance active mesurée  $P_{s\_mes}$  et la puissance de référence  $P_{s\_ref}$ .

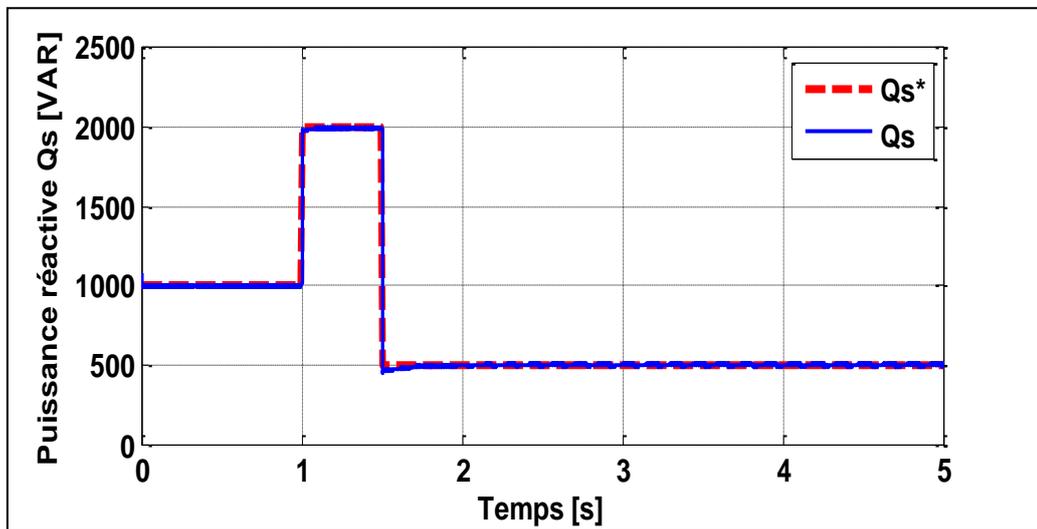


Figure III.10 : Variation de la puissance réactive mesurée  $Q_{s\_mes}$  et la puissance de référence  $Q_{s\_ref}$ .

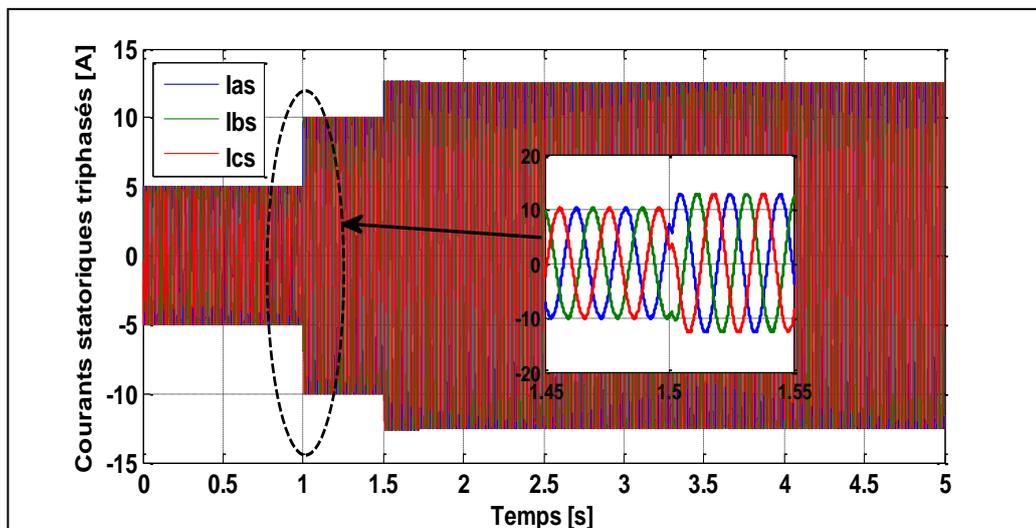


Figure III.11 : Courants statoriques triphasés.

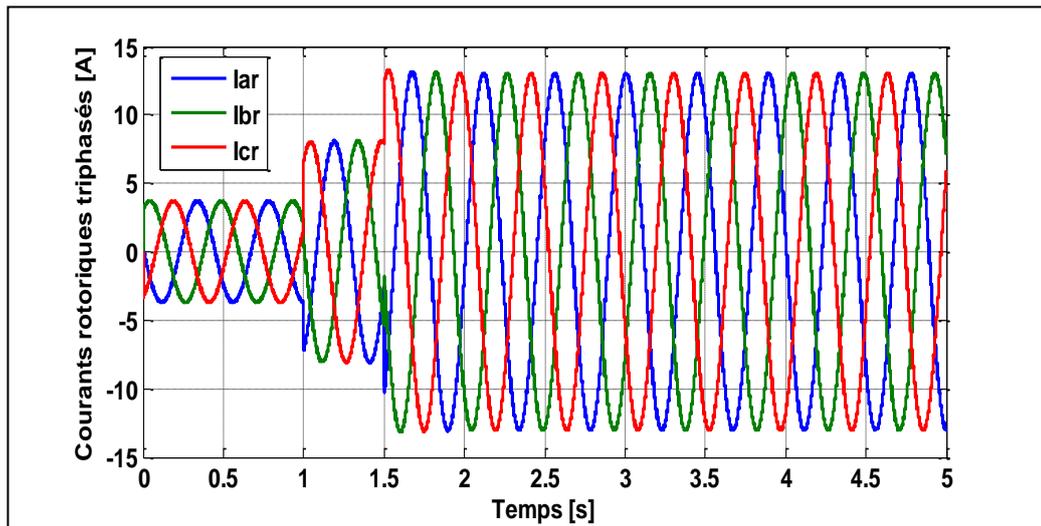


Figure III.12 : Courants rotoriques triphasés.

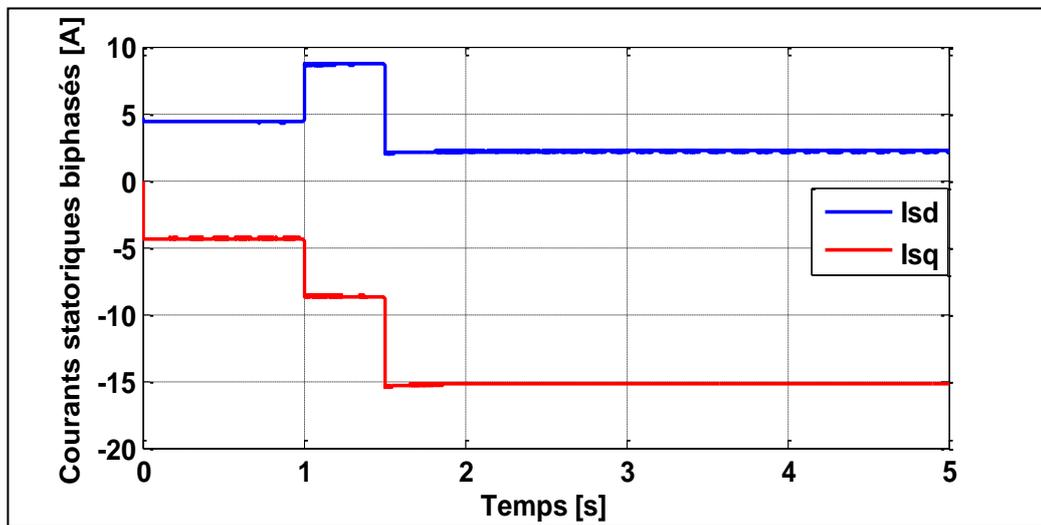


Figure III.13 : Courants statoriques en repère (d, q).

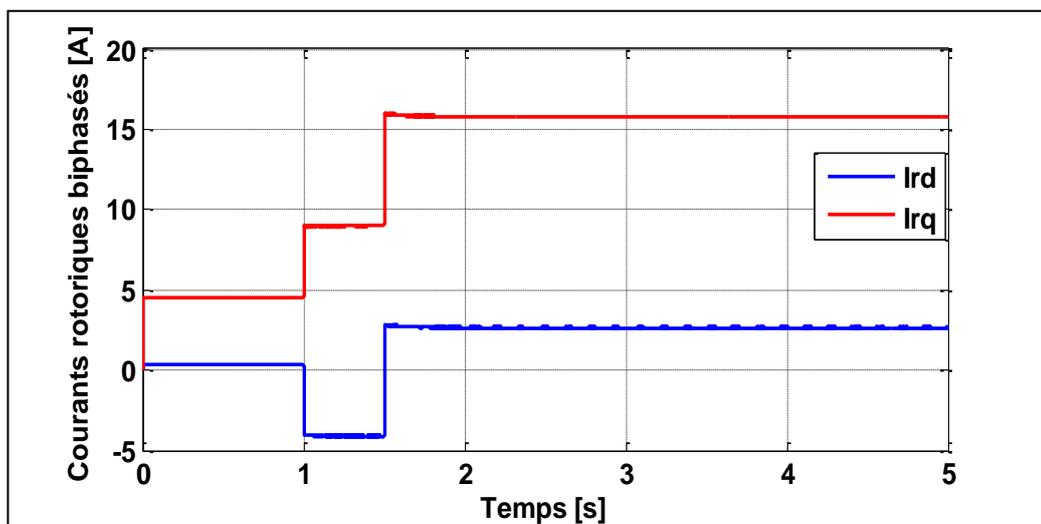


Figure III.14 : Courants rotoriques en repère (d, q).

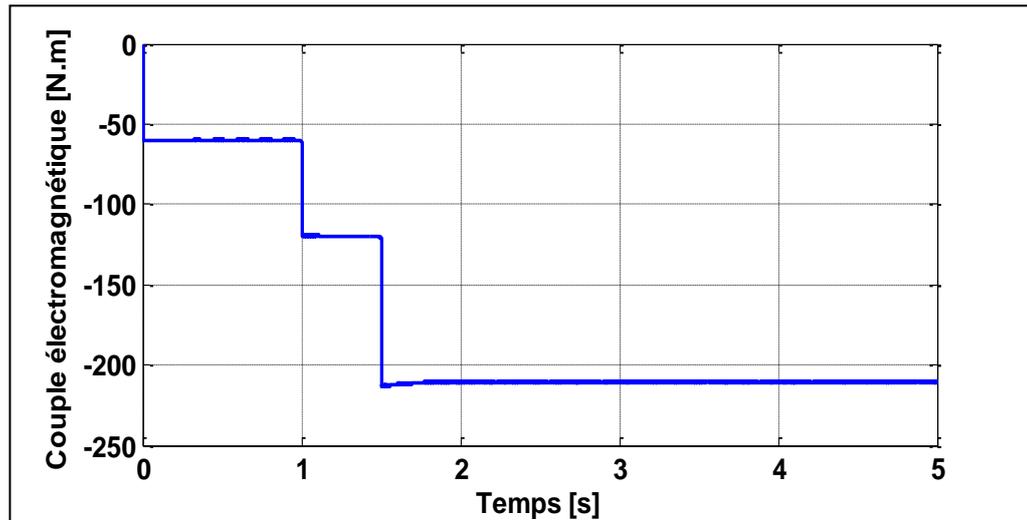


Figure III.15 : Couple électromagnétique  $C_e$ .

### III.3.1. Interprétations des résultats :

D'après ces résultats, on constate que les puissances active et réactive du système sont compatibles avec les échelons de référence et il n'y a plus d'erreur sur les puissances (c'est le rôle de l'action intégrale du correcteur PI). la puissance active est négative, cela signifie que la MADA fonctionne en mode génératrice.

Les résultats obtenus sur les figures (III.9 et III.10) montrent que les puissances actives et réactives sont parfaitement découplées, seulement des fluctuations dues par la technique de la commande MLI.

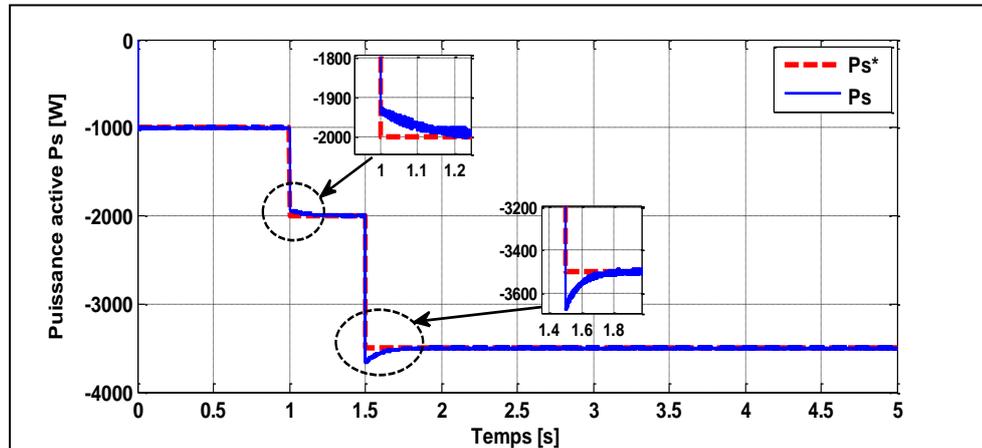
Par ailleurs, on remarque sur les figures (III.11 et III.12) que les courants statoriques et rotoriques triphasés générés par la MADA sont proportionnelles à la puissance active fournie, La forme d'onde des courants est presque sinusoïdale aussi bien pour le courant statorique que pour le courant rotorique, ce qui signifie une bonne qualité d'énergie fournie au réseau.

D'après les figures (III.13 et III.14) nous constatons aussi que les composantes directes du courant statorique et du courant rotorique ainsi que les composantes en quadratures de ces courants présentent les mêmes allures. Donc, la puissance active est contrôlée par la composante en quadrature du courant  $I_{qr}$ , tandis que la puissance réactive est contrôlée par la composante directe  $I_{dr}$ .

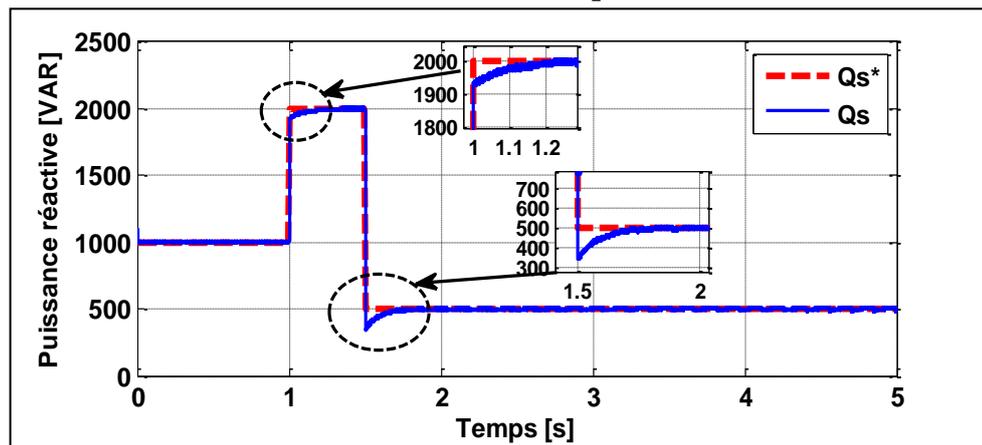
Le couple électromagnétique dépend directement de la puissance active parce que la puissance active dépend de la composante en quadrature du courant  $I_{qr}$  (l'équation III.8) même que le couple électromagnétique (l'équation III.10), on remarque qu'ils ont les mêmes forme d'allures.

### III.4 Test de robustesse :

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux statorique, un test est effectué par la variation de gain proportionnelle  $K_p$  et le gain intégral  $K_i$  pour les deux régulateurs de puissance active et réactive.



(a) Puissance statorique active



(b) Puissance statorique réactive

**Figure III.16 :** La commande vectorielle indirecte vis-à-vis aux variations des gains de régulateur PI.

La figure III.16 représente les résultats obtenus par simulation de la méthode indirecte de commande de MADA pour une augmentation des régulateurs  $K_p$  et  $K_i$ .

Les figures (III.16-a, III.16-b) montrent un dépassement sur les réponses des puissances active et réactive pour une variation des gains de correcteur PI. On conclure que la commande vectorielle indirecte par orientation du flux statorique perd sa robustesse via une variation des gains de régulateur PI.

### **III.5. Conclusion :**

Dans ce chapitre, on a étudié et appliqué la commande vectorielle indirecte ainsi la régulation de la puissance active et réactive statorique de la génératrice asynchrone double alimentée.

Le choix de l'orientation du flux a été pris en orientant le flux statorique selon l'axe d, cette dernière nous a permis de simplifier le modèle de la machine et rendre la forme du couple de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) similaire à celle de la machine à courant continu.

A partir des résultats de simulation numérique, on a constaté que la technique d'orientation du flux statorique permet un découplage des puissances de sorte que la composante directe du courant rotorique contrôle la puissance réactive et la composante en quadrature contrôle la puissance active. Dans cette technique on a utilisé un correcteur proportionnel intégral PI. Les performances obtenues avec ce dernier sont satisfaisantes, cependant on remarque que les performances sont dégradées dans le cas où il y avait une variation de gain proportionnel  $K_p$  et le gain intégral  $K_i$  du régulateur.

---

# **Conclusion générale**

---

## **Conclusion générale**

L'objectif principal de ce mémoire est de présenter une contribution à l'étude de la commande vectorielle en puissance avec un régulateur PI d'une génératrice asynchrone double alimentation (GADA), alimentée au stator par des tensions sinusoïdales triphasées équilibrées, au rotor par un onduleur contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion(MLI).

Nous avons d'abord présenté dans le premier chapitre des généralités sur la MADA, ses applications, ses différents modes de fonctionnement et sa modélisation dans le repère de Park. Puis, nous avons simulé le modèle de la machine asynchrone à double alimentation en forme génératrice.

Ensuite nous avons présenté le principe de fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux et on a étudié la commande MLI, en montrant l'importance de MLI triangle-sinusoïdale.

Finalement, l'étude de la technique d'orientation du flux statorique de la MADA a été présentée. Cette technique permet de découpler la commande du flux de celle du couple de manière à rendre la MADA comme une machine à courant continu à excitation séparée. On a associé à cette technique de commande vectorielle par des régulateurs classique de puissance de type PI.

Les résultats obtenus lors de l'application de la commande sur le modèle la machine ont montré qu'elle garde des performances statiques et dynamiques acceptables et une bonne maîtrise du découplage. Cependant lors variation de gains proportionnels  $K_p$  et le gain intégral  $K_i$  de régulateur PI de puissance active et reactive on remarque une dégradation de performance de commande.

---

# **Références Bibliographiques**

---

## Références bibliographiques

- [1] Z. BOUDJEMAA, "*Commande Vectorielle sans capteur de vitesse de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par régulateur pi-flou*", Mémoire de Magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technologique d'Oran, 2009.
- [2] F. BOUABDALLAH, "*Commande en P et Q de la MADA Alimentée par une Cascade à Trois Niveaux pour La Production de l'Energie Eolienne*", Mémoire de Master de l'école nationale polytechnique, Septembre 2012.
- [3] F. POITIERS, "*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 de doctorat Electronique et Génie Electrique, l'Université de Nantes, France, 19 Décembre 2003.
- [4] Z. DEKALI, "*Contribution à la commande d'un simulateur HIL d'éolienne et d'une génératrice asynchrone à double alimentation*", Thèse pour l'obtention du grade de DOCTORAT 3<sup>ème</sup> Cycle, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen, 04 Novembre 2021.
- [5] R. ROUABHI, "*Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation application : énergie éolienne*", Mémoire de Magister de l'université Ferhat Abbas de Sétif 1, 2012.
- [6] H. SEBTI, "*Commande vectorielle appliquée à une MADA utilisée pour la production d'énergie éolienne*", Mémoire de Master de l'université Batna 2, 21 Juin 2017.
- [7] A. LARABI, "*Application de la commande par mode de glissement à une éolienne basée sur la Machine Asynchrone a Double Alimentation*", Mémoire de Magister de l'université Mohamed Boudiaf d'Oran, 2018.
- [8] N. CHERFIA, "*Etude d'une Chaîne de Conversion de l'Energie Eolienne*", Thèse de doctorat de l'université des Frères Mentouri de Constantine, 07 Novembre 2018.
- [9] W. SLIMANE, "*Modélisation et Commande d'une GADA Destinée à la Production de l'Énergie Electrique dans une Chaîne Éolienne*", Thèse de doctorat de l'université Mohamed Khider de Biskra, 02 Février 2021.
- [10] Y. BEKAKRA, "*Etude et Commande du Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées*", Mémoire de Magister de Centre Universitaire d'El-oued, 14 Juin 2010.

- [11] W. BOUADDOU, S. LAHOVAZI, "*Commande vectorielle en puissance d'une génératrice asynchrone à double alimentation*", Mémoire de Master de l'université MOULOUD MAMMERI de Tizi-Ouzou, 2013.
- [12] A. DJOUDI, "*Contribution à la Conduite Robuste d'une Eolienne Basée sur une Machine Asynchrone à Double Alimentation, Connectée au Réseau Electrique*", Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 11 Mai 2016.
- [13] N. AKKARI, "*Contribution a l'alimentation de la Robustesse de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation*", Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 02 juin 2010.
- [14] A. BOYETTE, "*Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne*", Thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré-Nancy I, France, 2006.
- [15] S. TIFOUR, "*Commande Vectorielle d'une Génératrice Asynchrone à Double Alimentation Couplée au Réseau (Implémentation sous une carte dSPACE 1104)*", Université Constantine 1 Master 2014.
- [16] Y. ELBIA, "*Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté*", Université de Batna 2, 2009.
- [17] 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.
- [18] N. BOUCHIBA, "*Intégration du générateur à double alimentation dans un réseau isolé à énergie éolienne*", Thèse de doctorat, École Nationale d'Ingénieurs, Tunisie, 05 Mai 2018.
- [19] M. SI BRAHIM, "*Etude d'une conversion de l'énergie éolienne à base de la machine asynchrone*", Université MOULOUD MAMMERI de Tizi-Ouzou, doctorat 2015.
- [20] M. BOULAA, "*commande d'une éolienne à base d'une GADA pour la production de l'énergie dans le réseau électrique*", Mémoire de Fin d'Etudes en Génie Electrique, Université Djilali liabes, sidi bel-abbès, 2016.
- [21] A. DENDOUGA, "*Contrôle des puissances active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation (DFIM)*", Thèse de Doctorat, Université de Batna, 10 février 2010.
- [22] N. AMOUCHAS, A. BOUTALEB, "*Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI*", Mémoire de fin d'études, Université M'Hamed Bougara, Boumerdes, 2016.

[23] A. MESAI, N. KAIS, "*Commande de la machine asynchrone à double alimentation – apport des techniques de l'intelligence artificielle*", Projet de Fin d'Etude, UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES, Juin 2017.

[24] R. ABDESSAMED, "*Modélisation et simulation des machines électriques*", Edition ellipses 2011.

# Annexe

## Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation

<i>Nom et symbole des paramètres</i>	<i>Valeur numérique</i>
<i>Puissance nominale (<math>P_n</math>)</i>	4 [kW]
<i>Courant nominal (<math>I_n</math>)</i>	15/8.6 [A]
<i>Vitesse nominale (<math>N_n</math>)</i>	1440 [tr/min]
<i>Tension nominale statorique (<math>V_s</math>)</i>	220/380 [V]
<i>Fréquence nominale statorique (<math>f</math>)</i>	50 [Hz]
<i>Résistance statorique (<math>R_s</math>)</i>	1.2 [ $\Omega$ ]
<i>Résistance rotorique (<math>R_r</math>)</i>	1.8 [ $\Omega$ ]
<i>Inductance statorique (<math>L_s</math>)</i>	0.1554 [H]
<i>Inductance rotorique (<math>L_r</math>)</i>	0.1568 [H]
<i>Inductance mutuelle (<math>M</math>)</i>	0.15 [H]
<i>Tension de bus continue (<math>U_{DC}</math>)</i>	90 [V]
<i>Inertie totale (<math>J</math>)</i>	0.2 [Kg.m <sup>2</sup> ]
<i>Frottement visqueux (<math>f_r</math>)</i>	0.001 [N.m.s/rad]
<i>Nombre de paires de pôles</i>	2