

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



## **Mémoire de Fin d'Étude**

Présenté à

**L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued**

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

## **MASTER ACADEMIQUE**

En Commande Electrique

Présenté par

**ZELACI MOHAMMED LAID**

# **Thème**

## **Commande Directe du Couple (DTC) du Moteur Asynchrone à Double Alimentation**

Soutenu le 25/05/2016. Devant le jury composé de :

Mr. BOUBAKER Zegub

Maitre de conférences Président

Dr. Youcef BEKAKRA

Maitre de conférences Rapporteur

Mr. Zakaria LAMMOUCHI

Maitre de conférences Examineur

**Année Universitaire 2015/2016**

## Remerciement

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département de Génie Electrique de l'université d'El-Oued. C'est un agréable plaisir pour moi d'exprimer

mes remerciements à mon encadreur de thème Monsieur *BEKAKRA Youcef*, docteur au département de Génie Electrique de l'université d'El-Oued, pour ses qualités humaines en premier lieu, son attention et ses précieux conseils qui m'ont été très utiles pour mener à bout de ce thème. Je tiens à lui exprimer ma plus profonde reconnaissance d'avoir dirigé mon travail.

Je suis également profondément reconnaissante envers Monsieur LABBI Yacine docteur à l'Université d'El-Oued, pour ses qualités humaines et pour l'aide qu'il m'a apporté. Je remercie également très vivement tous mes Enseignants au département de Génie Electrique à l'université d'El-Oued.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce travail.

A ma mère

A mon père

A ma femme, à ma deux fils MOHAMMED ZAKARIA et YUCEF ESSIDDIK

A mes frères et sœurs

A toute ma famille et mes amis

*ZELACI MOHAMMED LAID*

\_\_\_\_\_:

تهدف هذه المذكرة إلى  
حيث تتم تغذية العضو الساكن بواسطة موج ذو مستويين. جل هذا عرضنا لما قد خص به هذا المحرك من قبل  
الباحثين في هذا المجال . نموذج الرياضي . تغذية  
المحرك تتم عبر موج ذو مستويين النموذج الرياضي و طرق التحكم فيه. فيما يتعلق بالفصل بين التدفق  
فقد استعملنا التحكم المباشر للعزم الذي يوجه فيه . حيث بينت نتائج المحاكاة الفصل بين

كلمات مفتاحية:

### **Résumé:**

Ce mémoire porte sur l'étude et la commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA); alimentée au stator par un onduleur triphasé à deux niveaux. Pour ce faire, nous avons d'abord dressé un état de l'art de la machine étudiée, puis nous avons présenté son modèle mathématique que nous avons simulé en utilisant MATLAB. L'alimentation de la MADA est assurée par un onduleur triphasé à deux niveaux pour lequel nous avons donné son modèle de connaissance ainsi que sa stratégie de commande. Le problème de découplage entre le flux et le couple a été également étudié. Les résultats de simulation montrent que l'objectif assigné a été atteint.

**Mots Clé :** MADA, Onduleur triphasé à deux niveaux, commande DTC, Matlab.

### **Abstract :**

In this work, a study of a DTC control of a doubly fed induction machine (DFIM), by a three phase two-level converter connected to a stator has been presented. For this purpose, a state of the art of the studied machine has been carried out. A mathematical model of the machine is presented using MATLAB . The DFIM which is fed by a three phase two-level PWM converter has been modeled and its control approach has been given. Also, the problem of decoupling between the flux and the torque has been treated. The simulation results show that the assigned objective has been reached.

**Keywords:** DFIM, three phase-two level converter, DTC, Matlab.

Liste des figures.....	I
Liste des tables.....	III
Liste des symboles.....	A
Introduction générale.....	1

## ***Chapitre 1***

### ***Etude de la Machine Asynchrone à Double Alimentation***

1-1. Introduction .....	5
1-2. Etat de l'art de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) .....	5
1-3. La double alimentation .....	6
1-4. Principe de fonctionnement de la MADA.....	6
1-5. Description du Fonctionnement de la MADA.....	7
1-5.1. Structure de la Machine .....	7
1-5.2. Modes de Fonctionnement de la MADA.....	8
1-5.2.1. Fonctionnement en Mode Moteur Hypo-Synchrone.....	8
1-5.2.2. Fonctionnement en Mode Moteur Hyper-Synchrone .....	8
1-5.2.3. Fonctionnement en Mode Générateur Hypo-Synchrone.....	9
1-5.2.4. Fonctionnement en Mode Générateur Hyper-Synchrone.....	9
1-6. Configurations de l'Association MADA/Convertisseur de Puissance.....	10
1-6.1.Fonctionnement en Moteur avec un Seul Convertisseur .....	11
1-6.2. Fonctionnement en Moteur avec Deux Convertisseurs .....	12
1-6.3.Fonctionnement en Générateur .....	12
1-7.Application de la MADA .....	13
1-8. Avantages et Inconvénients de la MADA.....	15
1-8.1 Avantages de la MADA.....	15
1-8.2. Inconvénients de la MADA.....	16
1-9. Conclusion.....	16

## ***Chapitre 2***

### ***Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation***

2-1.Introduction.....	17
2-2 Modélisation de la MADA.....	17
2-2.1 Hypothèses et conventions .....	18
2-2.2. Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque.....	18
2-2.2.1.Grandeurs $\alpha$ -  Grands d-q.....	19
2-2.3.Transformation de Park.....	20
2-2.4 Equations de la MADA.....	20
2-2.4.1 Equations électriques.....	21
2-2.4.2 Equations magnétiques.....	21
2-2.4.3. Application de la transformation de Park à la MADA.....	22
2-2.4.4. Modèle de la MADA selon le système d'axes généralisé « d,q ».....	24
2-2.4.5. Equations des tensions.....	25
2-2.4.6. Equations des flux.....	26
2-3.Choix du référentiel .....	26
2 -3.1. Dans un référentiel lié au champ tournant.....	26

2-3.2. Référentiel lié au stator.....	27
2-3.3. Référentiel lié au rotor.....	28
2-4. Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état.....	29
2-5. Alimentation de la MADA.....	31
2-5.1. Modélisation de l'onduleur de tension.....	31
2-5.2. Commande par modulation sinus-triangle.....	33
2-6. Régulation de vitesse par un régulateur IP.....	35
2-7. Résultats de simulation du modèle de la MADA sans application de commande.....	37
2-7.1. Simulation d'un MADA à vide rotor en court-circuit.....	37
2-7.2. Simulation d'un MADA.....	41
2-8. conclusion.....	45

## **Chapitre 3**

### **Commande DTC de la MADA**

3-1 Introduction.....	46
3-2. Commande directe du couple.....	47
3-2.1. Principe de la commande DTC.....	47
3-3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension $3\phi$ .....	48
3-3.1. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique.....	49
3-3.1.1. Principe de contrôle de flux statorique.....	49
3-3.1.2. Principe de contrôle du couple électromagnétique.....	51
3-3.1.3. Choix du vecteur de tension.....	52
3-3.2. Estimateurs.....	53
3-3.2.1. Estimation du flux statorique.....	53
3-3.2.2. Estimation du couple électromagnétique.....	55
3-4. Elaboration du vecteur de commande.....	55
3-4.1. Le correcteur de flux.....	55
3-4.2. Le correcteur de couple.....	56
3-4.2.1. Le correcteur à trois niveaux.....	56
3-4.2.2. Le correcteur à deux niveaux.....	56
3-5. Elaboration de la table de commande.....	57
3-5.1. Structure générale du contrôle direct de couple.....	57
a) Boucle de commande du couple.....	58
b) Boucle de commande de la vitesse.....	59
3-6. Résultats de simulation.....	59
3-6.1. Résultats de simulation de la commande par DTC de la MADA.....	59
3-7. Tests de robustesse.....	62
3-7.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.....	62
3-7.2. Variation de vitesse.....	64
3-7.3. Variation de la résistance rotorique de + 50% de sa valeur nominale.....	66
3-7.4. Test robustesse de vis-à-vis la variation du moment d'inertie.....	68
3-8. Conclusion.....	70
Conclusion Générale.....	71
Annexes.....	72
Bibliographies.....	76

### Liste des figures

Figure (1-1):Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.....	7
Figure (1-2):Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.....	8
Figure (1-3):Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.....	9
Figure (1-4):Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.....	9
Figure (1-5):Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.....	10
Figure (1-6):Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par un seul convertisseur.....	11
Figure (1-7): Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par deux convertisseurs.....	12
Figure (1-8):Schéma d'un système utilisant une MADA en générateur alimenté par un seul convertisseur.....	13
Figure (1-9):MADA fonctionnant en moteur à vitesse variable hautes performances.....	14
Figure (2-1): Représentation de l'enroulement triphasé de la MADA.....	17
Figure (2-2):Système (abc- $\alpha \beta$ ).....	19
Figure (2-3) : Système (dq- $\alpha\beta$ ).....	20
Figure (2.4): Modèle de la machine après transformation de Park.....	24
Figure (2-5) Représentation de Park d'une machine asynchrone à double alimentation.....	25
Figure (2-6) : Définitions des axes réels de la MADA par rapport au référentiel (d,q).....	27
Figure (2-7): Définition des axes réels de la MADA par rapport au référentiel ( , ).....	28
Figure (2-8): définition des axes réels de la MADA par rapport au référentiel (x,y).....	28
Figure (2-9) Schéma de l'association MADA-Onduleur de tension.....	31
Figure (2-10):Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	32
Figure (2-11):Schéma de principe de la commande par MLI.....	35
Figure (2-12): Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.....	36
Figure (2-13):Schéma bloc de la MADA sous MATLAB/SIMULINK.....	37
Figure (2-14):Vitesse de rotation.....	38
Figure (2-15):Couple électromagnétique.....	38
Figure (2-16):Flux statorique (d,q).....	39
Figure (2-17):Flux statorique ( $\alpha, \beta$ ).....	39
Figure (2-18):Courants statorique (d,q).....	39
Figure (2-19):Courants statorique ( $\alpha, \beta$ ).....	40
Figure (2-20):Courants rotorique (d,q).....	40
Figure (2-21):Courants rotorique ( $\alpha, \beta$ ).....	40
Figure (2-22) :Vitesse de rotation.....	41
Figure (2-23):Couple électromagnétique.....	42
Figure (2-24):Flux statorique (d,q).....	42
Figure (2-25):Flux statorique ( $\alpha, \beta$ ).....	42
Figure (2-26):Flux rotorique (d, q).....	43
Figure (2-27):Courants statorique (d,q).....	43
Figure (2-28):Courants statorique ( $\alpha, \beta$ ).....	43
Figure (2-29):Courants rotorique (d, q).....	44
Figure (2-30): Courants rotorique ( $\alpha, \beta$ ).....	44

---

Figure(3-1): Machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension.....	48
Figure (3-2): Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension à deux niveaux.....	49
Figure (3-3): Evolution de l'extrémité du vecteur $s$ .....	50
Figure (3-4): Répartition des zones.....	53
Figure (3-5): Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique .....	55
Figure (3-6): Correcteur de couple à trois niveaux.....	56
Figure (3-7): Structure générale du contrôle direct du couple 'DTC'.....	58
Figure (3-8): Vitesse de rotation.....	60
Figure (3-9): Couple électromagnétique.....	60
Figure (3-10): Flux statorique.....	61
Figure (3-11): Courants statorique.....	61
Figure (3-12): Flux statorique $(\alpha, \beta)$ .....	61
Figure (3-13): Vitesse de rotation.....	62
Figure (3-14): Couple électromagnétique.....	62
Figure (3-15): Flux statorique.....	63
Figure (3-16): Courants statorique.....	63
Figure (3-17): Flux statorique $(\alpha, \beta)$ .....	63
Figure (3-18): Vitesse de rotation.....	64
Figure (3-19): Couple électromagnétique.....	64
Figure (3-20): Flux statorique.....	65
Figure (3-21): Courants statorique.....	65
Figure (3-22): Flux statorique $(\alpha, \beta)$ .....	65
Figure (3-23): Vitesse de rotation.....	66
Figure (3-24): Couple électromagnétique.....	66
Figure (3-25): Flux statorique.....	67
Figure (3-26): Courants statorique.....	67
Figure (3-27): Flux statorique $(\alpha, \beta)$ .....	67
Figure (3-28): Vitesse de rotation.....	68
Figure (3-29): Couple électromagnétique.....	68
Figure (3-30): Flux statorique.....	69
Figure (3-31): Courants statorique.....	69
Figure (3-32): Flux statorique $(\alpha, \beta)$ .....	69

**Liste des tableaux :**

Tableau (3-1): Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur $V_s$ appliqué dans la zone $Z_i$ , $k = (i-1, i-2, i+1, i+2)$ .....	52
Tableau (3-2): Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis A trois niveaux (avec les vecteurs tension nuls).....	57
Tableau (3-3): Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis A trois niveaux (avec les vecteurs tension non nuls).....	57

Liste des Symboles

**Couples :**

$C_e, C_{em}$  : Couple électromagnétique de la machine(N. m).

$C_r$ : Couple résistant(N. m).

$J$ : Inertie des masses tournantes(Kg. m<sup>2</sup>).

$f$  : Coefficient de frottement visqueux(Nms/rd).

**Courants, Tension, Flux et Puissances :**

$I, i$  : Courant(A).

$I_{sd}$ : Courant statorique sur l'axe d (A).

$I_{sq}$ : Courant statorique sur l'axe q(A).

$I_{rd}$ : Courant rotorique sur l'axe d (A).

$I_{rq}$ : Courant rotorique sur l'axe q (A).

$V_{sd}$ : Tension statorique sur l'axe d (V).

$V_{rd}$  : Tension rotorique sur l'axe d (V).

$V_{rq}$ : Tension rotorique sur l'axe d (V).

$U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}$  : les tensions composées à partir des sorties de l'onduleur (V).

$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  : les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées (V).

$U_{dc}$ : Source de tension continue de l'onduleur (V).

$V_{abcM}$ : Tension de demi – bras A, B ou C (V).

$V_{abc}$  : Tension de sortie de l'onduleur A, B ou C (V).

$V_{réf\ 123}$ : Tension de références **1, 2** ou **3** (sinusoïdal)(V).

$V_m$  : Amplitude de la tension de référence (V).

$V_p$ : Porteuse triangulaire (V).

$[V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T, [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$ : Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques (V).

$[I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T, [I_{ar} \ I_{br} \ I_{cr}]^T$ : Vecteurs des courants statoriques et rotoriques (V).

$[\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^T, [\Phi_{ar} \ \Phi_{br} \ \Phi_{cr}]^T$ : Vecteurs des flux statoriques et rotoriques (V).

$S_a, S_b, S_c$ : Représentent l'état logique des interrupteurs de l'onduleur de tension.

$V_s$ : Tension appliquée au stator (V).

$V_r$ : Tension appliquée au rotor (V).

$V_i$ : choix du vecteur de tension.

$T_p$ : période de la porteuse (sec).

$V_{pm}$ : Amplitude de la porteuse triangulaire (V).

$\psi_{sd}$ : Flux statorique sur l'axe d (Wb).

$\psi_{s\alpha}$ : Flux statorique sur l'axe  $\alpha$  (Wb).

$\psi_{sq}$ : Flux statorique sur l'axe q (Wb).

$\phi_s$ : Flux statorique sur l'axe d (Wb).

$\phi_r$ : Flux rotorique sur l'axe d (Wb).

$\phi_\alpha$ : Flux rotorique sur l'axe q (Wb).

$\phi_q$ : Flux rotorique sur l'axe q (Wb).

$\phi_\beta$ : Flux rotorique sur l'axe  $\beta$  (Wb).

$P_{\text{réseau}}$ : Puissance électrique transitant entre le réseau et la MADA (W).

$P_m$ : 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).

### **Fréquences, Pulsations, Vitesse et Déphasage :**

$f_{\text{réf}}$ : Fréquence de la tension de référence (Hz).

$f_p$ : Fréquence de la porteuse triangulaire (Hz).

$f_s$ : Fréquences statorique (Hz).

$f_r$ : Fréquences rotorique (Hz).

$\omega_s$ : Pulsation des courants statoriques (rad/sec).

$\omega = P \cdot \omega_s$ : Pulsation électrique du rotor (rad. sec<sup>-1</sup>).

$\omega_g$ : Pulsation de glissement (rad/sec).

$\omega_{\text{obs}}$ : Pulsation du référentiel d'axe (d, q), (rad. sec<sup>-1</sup>).

$\omega_n$ : Vitesse angulaire nominale de la machine (rad/sec).

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ : Pulsation mécanique (rad/sec).

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ : Pulsation statoriques (rad/sec).

$\omega_n$ : Pulsation naturelle (rad/sec).

$\omega_{\text{ref}}$ : Vitesse de référence (Rad/sec).

$\omega_m$ : Vitesse mécanique (Rad/sec).

$\theta_s$ : Position de stator (rad).

$\theta$ : Position entre l'axe statorique  $\theta_s$  et l'axe rotorique  $\theta_r$  (rad).

$\theta_r$ : Position électrique de rotor (rad).

### **Indices :**

s : Indice des axes correspondant au stator.

r : Indice des axes correspondant au rotor.

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

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

$d$ : Indice de l'axe direct.

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

$o$ : Indice de l'axe homopolaire.

$m$ : Indice de modulation.

### Paramètres :

$R_s, R_r$ : Résistance statorique et rotorique (  $\Omega$  ).

$L_s, L_r$ : Inductances cycliques statoriques et rotoriques (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).

$M$ : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques (H).

$[L_s], [L_r]$ : matrices des Inductances propres statoriques et rotoriques (H).

$[R_s], [R_r]$ : matrices des résistances statoriques et rotoriques (  $\Omega$  ).

$[M_{ss}], [M_{rr}]$ : matrices des Inductance mutuelle statorique – statorique et rotorique – rotorique (  $\Omega$  ).

$\dot{X} = dX/dt$  : dérivée du vecteur d'état.

$X$  : vecteur d'état.

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

$B$ : Matrice de la commande .

$U$ : vecteur du système de commande.

IP: Régulateur intégrale proportionnel

$K_{p\Omega}$ : gain proportionnelle du régulateur de vitesse IP.

$K_{i\Omega}$ : gain intégrale du régulateur de vitesse IP.

$T_e$ : Période d'échantillonnage.

$s = (d/dt)$  : Opérateur de Laplace.

$\tau$  : constante d'amortissement.

$(d, q)$ : Axes longitudinal et en quadrature du repère de Park.

$(\alpha, \beta)$ : Axes longitudinal et en quadrature du repère de Concordia.

$[P(\theta)]$ : Matrice de Park.

$[P(\theta)]^{-1}$  : Matrice inverse de Park.

$g$  : Coefficient de glissement.

$P$  : nombre de paires de poles de la MADA.

### Sigles utilisés:

MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation.

DFIM : Doubly Fed Induction Machine.

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion.

DTC :Commande Directe du Couple, (Direct Torque Control).

DSC : Direct Self Control.

DSP : Digital Signal Processing

PI : Proportionnel et Intégral.

PID : Proportionnel, Intégral et Dérivée.

IP : Intégral Proportionnel.

FTBF : Fonction de Transfert en Boucle Fermée.

f.m.m : Force magnétomotrice.

f.é.m : Force électromotrice.

## Introduction générale :

L'énergie électrique est utilisée depuis longtemps pour produire de l'énergie mécanique grâce à des convertisseurs électromécaniques réversibles, qui sont les machines électriques. Au fil du temps, cette tendance est accentuée à la fois dans le domaine industriel, tertiaire et domestique. Actuellement, elle constitue la majeure part (95%) de l'énergie consommée dans l'industrie pour fournir la force motrice [1].

Le moteur à courant continu, a satisfait une partie de ces exigences mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Alors que le prix des machines électriques varie peu, celui des composants électroniques et microinformatiques baisse constamment, de telle façon que la part du variateur dans le coût d'un entraînement à vitesse variable diminue [1], [2].

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique [1], [2]. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines dont les servomoteurs.

Depuis les années soixante, avec l'apparition des premiers composants électroniques de puissance et la montée progressive de l'informatique, les systèmes de génération évoqués plus haut ont été progressivement remplacés par des convertisseurs statiques. Ces derniers étant de plus en plus élaborés avec des possibilités de contrôle de plus en plus sophistiqués assurent une maîtrise progressive de toutes machines électriques [3].

Dans le domaine des entraînements de grandes puissances (tel le laminoir par exemple), il existe une solution nouvelle et originale, utilisant une machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier. Il s'agit de la machine asynchrone double alimentée (MADA) DFIM (en anglais : Doubly Fed Induction Machine), où le stator est alimenté par un réseau fixe et le rotor par alimentation variable qui peut être une source de tension ou une source de courant. La MADA trouve son application dans les entraînements de grande puissance, elle se caractérise par sa robustesse, sa longévité et une plage de variation de vitesse plus importante (régime hyposynchrone, synchrone et hypersynchrone) [4].

Connue depuis la fin du 19<sup>ème</sup> siècle, la DFIM est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor. Elle a été d'abord étudiée pour être utilisée en tant que moteur à grande vitesse [5]. Cependant, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur : la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique sa commande [6].

Afin d'obtenir une machine asynchrone à double alimentation dont les performances sont semblables à machine à courant continu, il est nécessaire d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'apparition de la technique de commande vectorielle, ou la commande par orientation du flux. Cette technique est proposée en 1973 par Blaschke et Hasse. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit) [7]. Par cette technique (la commande vectorielle), et pour la machine asynchrone à double alimentation (MADA) le courant rotorique produisant le couple est maintenu en quadrature avec le flux statorique [8]. L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances pour les applications de la production d'énergie et des entraînements électriques à vitesse variable [7].

Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques [9]. Les techniques de commande classique de type PI ou PID couvrent une large gamme dans les applications industrielles. Ce sont des techniques de commande linéaires et présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Au cours de temps, ses applications seront non efficaces, notamment si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires [10].

Trouver le remplaçant de ces techniques classiques est le souci de plusieurs chercheurs. Car ce dernier implique un compromis entre la robustesse d'un côté et le coût d'un autre côté. La commande intelligente est un vocabulaire qui a apparu ces dernières années et occupe une large place dans les domaines de recherche modernes. Elle est basée sur l'utilisation de l'intelligence artificielle qui permet de reproduire le raisonnement humain [11]. La logique

floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques sont les grandes familles qui constituent l'intelligence artificielle.

Un autre type de commandes modernes qui attiré beaucoup de chercheurs le long de ces dernières années est la commande par mode de glissement [12]. Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La commande par mode glissant, qui a été développée en Union Soviétique il y a plus de 30 ans, est une technique de commande non linéaire. Elle utilise des algorithmes de réglages qui assurent la robustesse du comportement du processus par rapport aux variations paramétriques et perturbations. Elle présente plusieurs avantages tel que :

- La robustesse, la rapidité de réponse sans dépassement.
- La bonne efficacité aux incertitudes paramétriques et de modélisation.

On propose l'application de la commande direct du couple pour réglage de la vitesse du MADA. Les méthodes de contrôle direct de couple (DTC: Direct Torque Control) des machines asynchrones sont apparues à la fin des années 1980, concurrençant les méthodes de commande vectorielle. Au contraire de ces dernières, qui sont basées sur des formalismes mathématiques pointus mais rigoureux [7], les techniques de contrôle direct étaient à leur origine basées sur une connaissance qualitative et simplifiée du comportement de la machine[5]. Souvent, les actions de réglage étaient entreprises en recourant à de simples comparateurs à hystérésis et des tableaux de localisation [6]. L'implémentation de ces algorithmes était donc plus simple, à une époque où les moyens informatiques ne cessaient de progresser en puissance et en vitesse.

Les avantages déterminants attribués aux techniques DTC classiques (dynamique, robustesse, facilité d'implémentation, performances aux faibles vitesses) sont néanmoins contre balancés par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné ; par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable qui augmente les risques d'excitation de résonances mécaniques ou acoustiques. L'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo-aléatoire de la bande d'hystérésis ; d'autre part à l'influence de variation de la résistance statorique de la machine asynchrone est due généralement à la variation de la charge et de la température du milieu ambiant. Elle varie pratiquement d'une manière irrégulière pendant le fonctionnement, cette variation provoquant une erreur d'estimation du flux statorique et du couple, ce qui peut causer l'instabilité de la DTC par l'application de séquences non conformes à l'état de l'entraînement [4].

## Organisation du mémoire

Cette thèse est l'objet essentiellement de la commande directe du couple de machine: Machine Asynchrone à Double Alimentation 'MADA', elle essaie de répondre à un cahier de charges imposé par l'industrie surtout dans le cas des entraînements à vitesses variables. Elle est répartie en quatre chapitres comme suit:

- ✚ Le premier chapitre présente une étude théorique sur la machine asynchrone à double Alimentation (MADA) concernant son principe de fonctionnement et ses inconvénients et ses avantages [8].
- ✚ Dans le deuxième chapitre, nous commencerons par la modélisation du système machine asynchrone à double alimentation-onduleur. Dans la première partie on donnera la représentation mathématique de la machine asynchrone à double alimentation dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés. Dans la seconde partie on procèdera à la modélisation de l'onduleur deux niveaux.
- ✚ Dans la première partie du troisième chapitre, nous développons le principe des commandes en amplitudes de la MADA avec un intérêt particulier au contrôle direct du couple (DTC), noyau de notre thème. Pour cette stratégie de commande, nous expliquerons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique en se basant sur le modèle continu de l'onduleur de tension à deux niveaux et en utilisant les vecteurs de tension générés. La deuxième partie de ce chapitre est destinée à l'étude de l'effet des bandes hystérésis sur les performances de la commande DTC.

Enfin, nous concluons ce mémoire en présentant les perspectives quant à la poursuite de ces travaux qui peuvent être envisagées [13].

# **CHAPITRE 1**

Etude de la Machine Asynchrone  
à Double Alimentation (MADA)

**1-1. Introduction :**

Traditionnellement et à l'heure actuelle, la machine à courant continu possède l'image de marque d'une machine essentiellement prédisposée à la vitesse variable, puisque la nature de la source qu'elle requiert, ainsi que sa commande pour assurer cette fonction sont simples à obtenir [14].

La machine asynchrone à cage, traditionnellement conçue pour les applications à vitesse constante, est devenue, avec l'évolution de l'électronique de puissance et la maîtrise de la commande vectorielle ou de la commande directe du couple, la machine la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable. Cette machine présente l'avantage d'être plus robuste et moins coûteuse, à puissance égale, que les autres machines. Cependant cette machine présente des inconvénients, tels que : le déclassement du convertisseur alimentant la machine ainsi que la perte d'observabilité de la vitesse à faible vitesse, la sensibilité de la commande aux variations des paramètres électriques de la machine [14].

La machine asynchrone à bagues présente l'avantage d'être mieux adaptée à la variation de vitesse. Des dispositifs primitifs, comme les plots résistifs et le hacheur rotorique, ont été introduits afin d'assurer le fonctionnement à vitesse variable de cette machine. Toutefois, ces dispositifs ne présentent qu'une plage de variation de vitesse limitée et un rendement global réduit. Plus tard, le montage en cascade hyposynchrone de la machine à bagues vient améliorer le problème de rendement.

Enfin, suite à une large évolution des composantes de l'électronique de puissance et de la commande numérique, deux structures ont émergé pour l'alimentation de cette machine pour varier sa vitesse : la première consiste à coupler le stator au réseau et d'alimenter le rotor à travers un onduleur de tension ; dans la seconde, les deux armatures sont couplées à deux onduleurs de tension. C'est la double alimentation de la machine, structure présentant une bonne flexibilité et un nombre suffisant de paramètres de réglage [14].

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine.

**1-2. Etat de l'art de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) :**

La littérature atteste du grand intérêt accordé à la machine asynchrone doublement alimentée. En tant que génératrice, dans le domaine des énergies renouvelables, la MADA présente bien des avantages : le convertisseur lié à l'armature rotorique pourra être, et sera, dimensionné au tiers de la puissance nominale du rotor, les pertes dans les semi conducteurs sont faibles [14]. Pour les applications moteur, la littérature atteste du

grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [15].

### 1-3. La double alimentation :

L'une des solutions associant le convertisseur statique et la machine pour obtenir des vitesses variables est la machine asynchrone double alimentée (machine à induction double alimentée), (de l'anglais, DFIM : Doubly Fed Induction Machine), où le stator est connecté au réseau (50 HZ) et le rotor est alimenté à travers un convertisseur de fréquence. Elle apparaît comme une solution intéressante. Le système est réversible en vitesse et en couple, dans tous les cas, les vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones sont possibles et le système peut être utilisé dans le fonctionnement moteur et générateur. Ces caractéristiques favorisent l'utilisation de cette machine dans les processus industriels spéciaux demandant une haute performance dynamique. Elle a été déjà utilisée dans applications générales de haute puissance comme les laminoirs d'acier ou de fer, aussi bien que dans les applications de production d'énergie électrique où elle a donné des résultats satisfaisants [8].

La double alimentation concerne les machines à courant alternatif ayant des enroulements statoriques et rotoriques biphasés ou triphasés. On utilise généralement le moteur asynchrone à rotor bobiné. Dans les moteurs à double alimentation est appliquée (recueillie) au niveau des enroulements du stator et du rotor. Les enroulements statorique sont directement alimentés par le réseau, alors que ceux du rotor sont alimentés à travers un régulateur de fréquence [16].

### 1-4. Principe de fonctionnement de la MADA [16] :

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices f.m.m du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Du moment que le vecteur résultant de f.m.m des enroulements statoriques tourne, dans l'espace, avec une vitesse angulaire  $\omega_s = 2\pi f_s$  et que le rotor tourne à la vitesse  $\omega_r$  par conséquent, pour satisfaire à cette condition, il faut que le vecteur f.m.m de l'enroulement rotorique tourne par rapport au rotor avec la vitesse:

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r = (1-g) \omega_s - \omega_r = \omega_s g \quad (1-1)$$

Où:

$g$ : est le coefficient de glissement.

$\omega_s$ : est la vitesse angulaire de glissement.

C'est-à-dire proportionnellement au glissement  $g$  ; si la vitesse du moteur est inférieure à la vitesse du synchronisme, les sens de rotation sont identiques; dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à celle du synchronisme les sens seront opposés.

Pour que la rotation du vecteur f.m.m par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement doit avoir une fréquence  $f_r$ , définie à partir de  $\omega_s \cdot g = 2\pi f_r$  ; c'est-à-dire:

$$f_r = g f_s \quad (1-2)$$

Dans les machines synchrones dont l'excitation est assurée par une source continue, le courant dans l'enroulement possède une fréquence  $f_r = 0$ . A partir de l'équation (1-1) et (1-2), on voit qu'il n'y a qu'une seule vitesse synchrone  $\omega_s (g = 0)$ .

## 1-5. Description du Fonctionnement de la MADA :

### 1-5.1. Structure de la Machine :

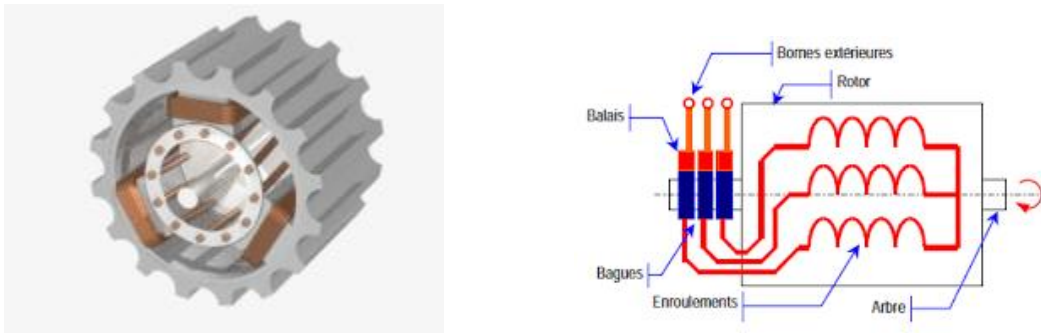


Figure (1-1): Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.

Connue depuis 1899, [10]il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation. La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures; la machine asynchrone à double alimentation, MADA, présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles 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 figure (1-1) ,[10].

Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs autonomes en général.

### 1-5.2. Modes de Fonctionnement de la MADA :

Seul le mode de fonctionnement avec le stator directement connecté au réseau et le rotor alimenté par un convertisseur nous concerne dans cette thèse. Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur [11].

Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [10].

La MADA est parfaitement commandable si toutefois le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor. Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, il y a à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine.

#### 1-5.2.1. Fonctionnement en Mode Moteur Hypo-Synchrone [10] :

La figure (1-2) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor.

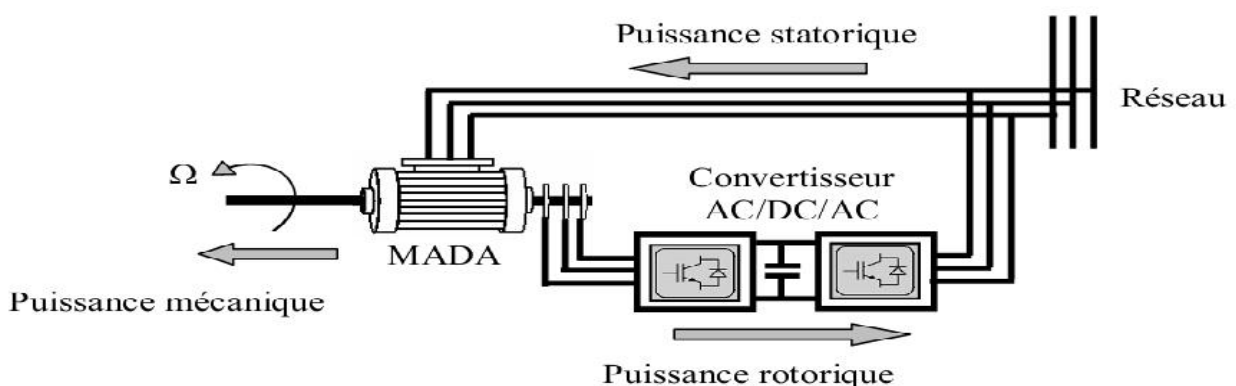


Figure (1-2): Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.

#### 1-5.2.2. Fonctionnement en Mode Moteur Hyper-Synchrone [10]:

La figure (1-3) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un

fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement.

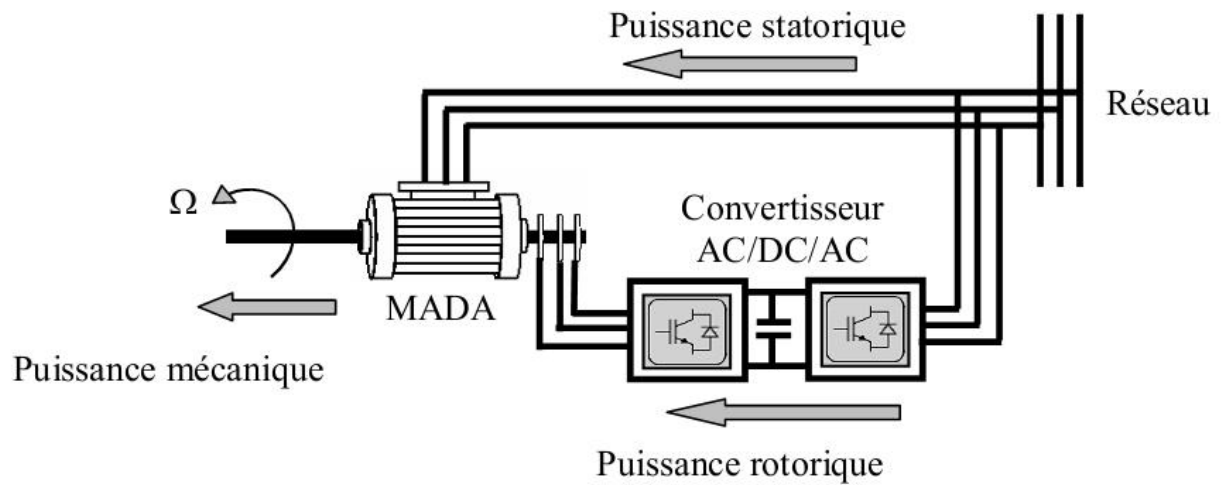


Figure (1-3): Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.

#### 1-5.2.3. Fonctionnement en Mode Générateur Hypo-Synchrone [12]:

La figure (1-4) montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est alors absorbée par le rotor. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

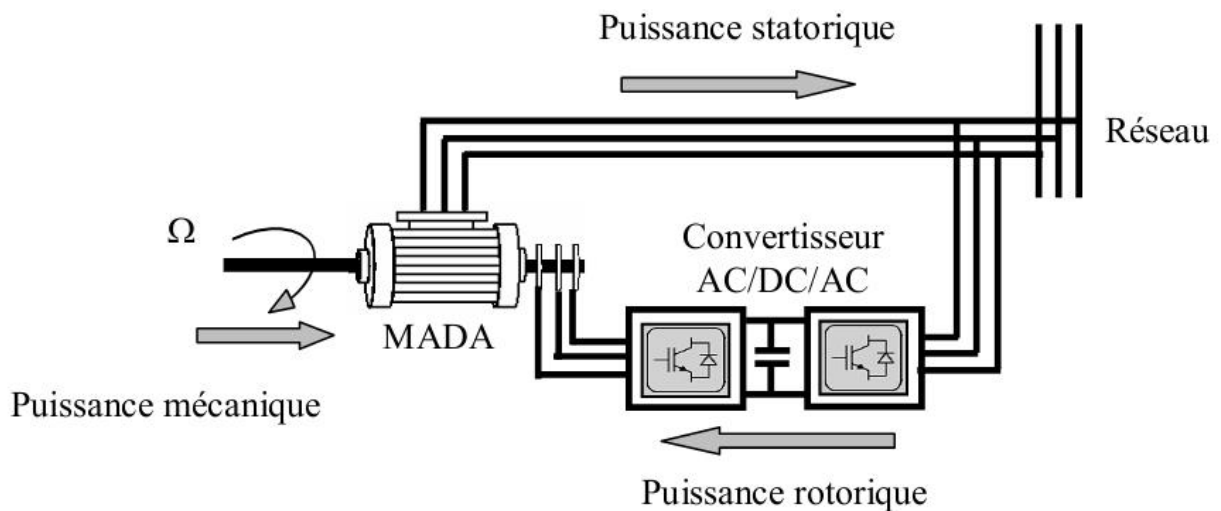


Figure (1-4): Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.

#### 1-5.2.4. Fonctionnement en Mode Générateur Hyper-Synchrone [7]:

La figure (1-5) montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un

fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor.

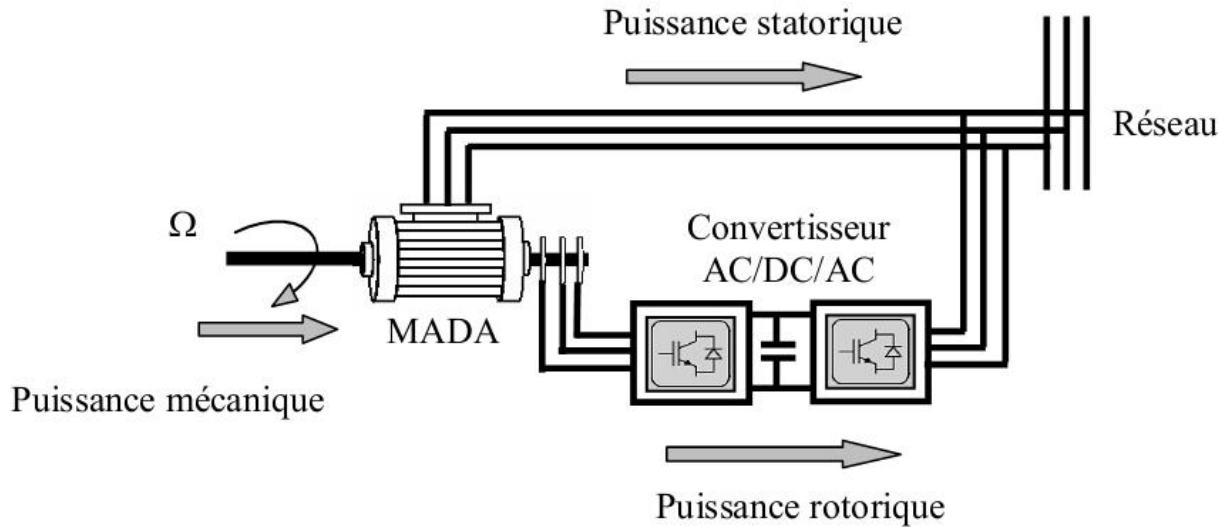


Figure (1-5): Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.

On peut donc remarquer que la MADA a deux principaux avantages sur la machine à cage classique : la production de puissance électrique quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper synchronisme) et la récupération de la puissance de glissement [5].

### 1-6. Configurations de l'Association MADA/Convertisseur de Puissance :

La MADA offre plusieurs possibilités de configuration avec son association avec les convertisseurs de puissance. Ces configurations dépendent essentiellement du domaine d'application de la MADA. L'intérêt porté à la MADA ne cesse de croître surtout dans le domaine des énergies renouvelables. En effet, dans le domaine éolien, la MADA présente bien des avantages : le convertisseur lié à l'armature rotorique est dimensionné au tiers de la puissance nominale du rotor, les pertes dans les semi-conducteurs sont faibles, .....etc.

Par ailleurs, la MADA et grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de reconfiguration. Dans ce qui suit, nous présentons les travaux significatifs consacrés à la MADA. Pour chacun d'entre eux, nous mentionnerons l'application visée de la MADA, la stratégie de commande adoptée ainsi que le type de convertisseur utilisé et leur stratégie de commande. Dans ce cas, nous nous intéresserons seulement aux travaux concernant la configuration avec un seul convertisseur lié au rotor qui constitue le but de notre travail d'après la littérature, on peut distinguer les configurations suivantes :

### 1-6.1. Fonctionnement en Moteur avec un Seul Convertisseur :

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau à fréquence et tension constantes, tandis que le rotor est relié à son propre convertisseur qui peut être un cycloconvertisseur ou un onduleur. Cette solution permet de réduire fortement la puissance du convertisseur. La figure (1-6) présente le schéma de principe de cette catégorie de MADA.

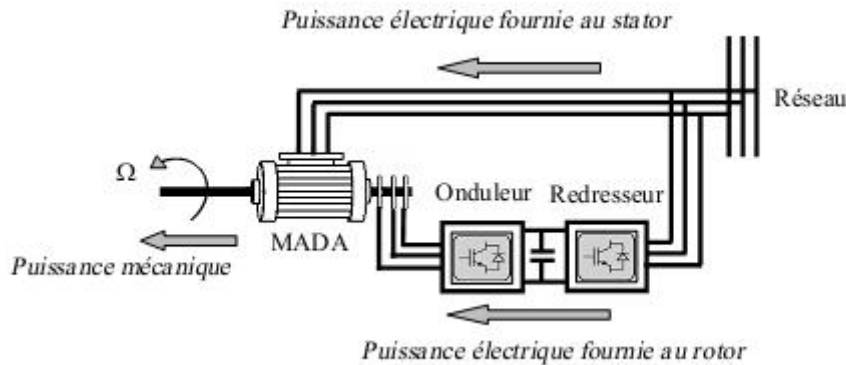


Figure (1-6): Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par un seul convertisseur.

Etude propose des performances d'une MADA en régime permanent dont le stator est connecté au réseau, alors que le rotor est alimenté par un cyclo-convertisseur de courant. Son étude vise des applications à vitesse variable, que le fonctionnement soit en moteur ou en générateur. L'auteur choisit une stratégie de commande qui consiste à aligner l'axe "d" de son repère tournant avec le courant rotorique dont le but de contrôler les courants rotoriques et l'angle de charge (déphasage entre la tension statorique et le repère considéré). L'expression analytique du couple est divisée en deux parties, une partie due au courant rotorique et l'autre due à l'interaction entre l'alimentation du stator et celle du rotor. Cette étude est validée par des résultats expérimentaux qui permettent de conclure que la stabilité du système est établie dans une gamme limitée de la variation de l'angle de charge [12].

Etude propose de simulation sur la commande de la vitesse par des régulateurs PI du moteur asynchrone à rotor bobiné dont le stator est alimenté directement par le réseau, alors que le rotor est alimenté par un convertisseur matriciel afin de réaliser une commande avec un facteur de puissance unitaire. La technique de commande MLI vectorielle est adoptée pour la commande du convertisseur matriciel. Cette étude est validée par simulation [13].

L'auteur a adopté la stratégie de commande par modulation vectorielle SVM (Space Vector Modulation) pour le convertisseur matriciel. Il présente ensuite quelques résultats expérimentaux pour les deux modes de fonctionnements de la MADA (moteur ou générateur). Il constate que l'algorithme proposé assure une bonne poursuite du couple à sa référence et garantit un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire. Les formes d'ondes des courants obtenues à l'entrée du stator et à l'entrée du convertisseur matriciel sont satisfaisantes (proches de la forme sinusoïdale).

### 1-6.2. Fonctionnement en Moteur avec Deux Convertisseurs :

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la figure (1-7);
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun;
- Deux cyclo-convertisseurs.

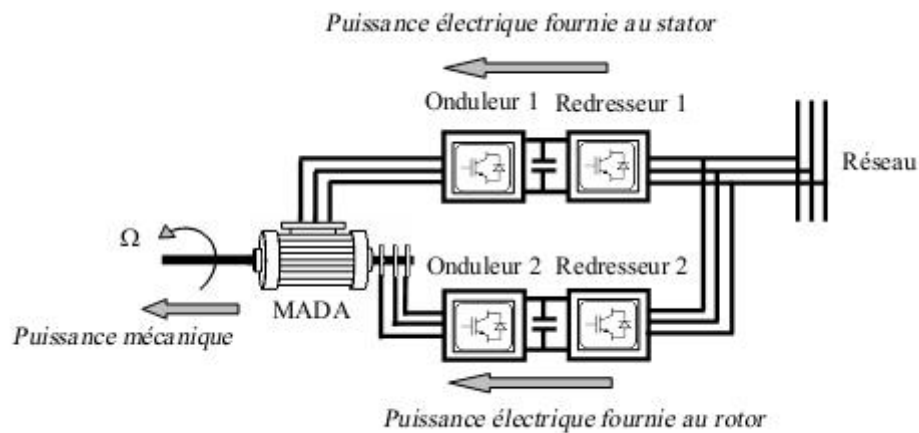


Figure (1-7): Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par deux convertisseurs.

Il essaie d'élaborer de nouvelles lois de commande linéaire et non linéaire à partir d'un modèle d'état basé tout d'abord sur les courants puis sur les flux. L'alimentation de la MADA est assurée par un onduleur à MLI. En analysant le comportement de la MADA en régime permanent, il parvient à déterminer les couplages mis en jeu dans la modélisation choisie. Il adopte une loi de répartition de puissance et impose une fréquence minimale de fonctionnement [15].

### 1-6.3. Fonctionnement en Générateur :

Cette configuration qui est l'objectif de notre travail, est largement répondue dans les applications à vitesse variable. Elle consiste à connecter le stator de la MADA directement au réseau, alors que le rotor est alimenté par un convertisseur AC/AC (figure 1-8).

En plus, cette dernière offre la possibilité d'avoir une commande découplée de la puissance active et réactive, de même qu'elle a un coût d'investissement réduit par rapport aux autres configurations. Ces avantages expriment l'utilisation très vaste de cette configuration de la MADA dans l'industrie et surtout dans les domaines des éoliennes à vitesse variable. La configuration considérée utilise des différents types des convertisseurs de puissances qui seront exposés par la suite [8].

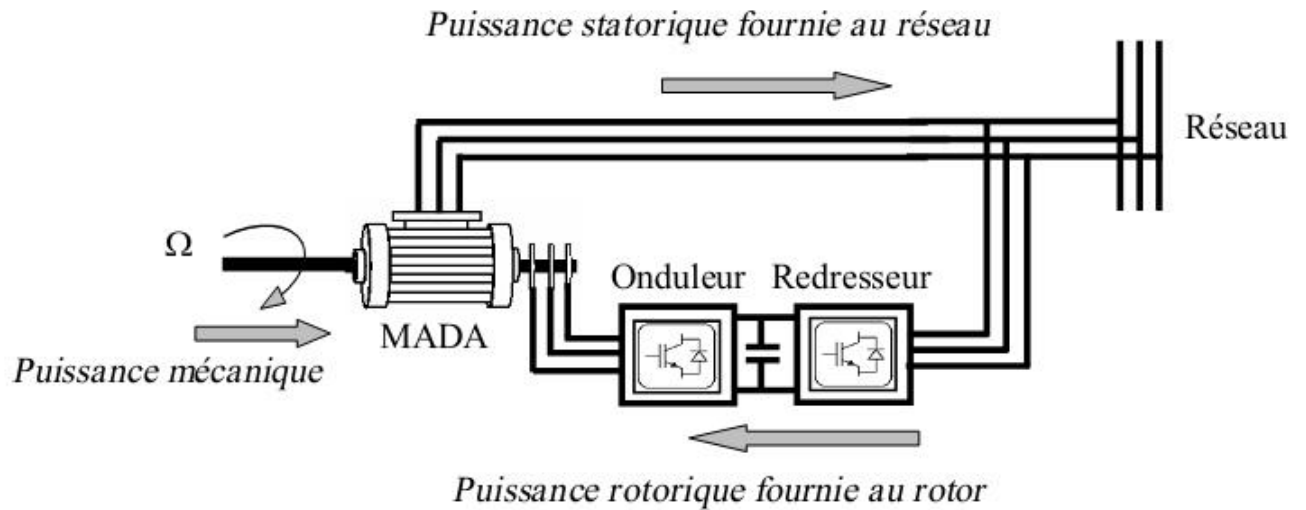


Figure (1-8):Schéma d'un système utilisant une MADA en générateur alimenté par un seul convertisseur.

### 1-7.Application de la MADA :

Les machines à bagues à courant alternatif ont été réalisées dans le passé en diverses variantes, dont quelques usines ont débouché sur des applications industrielles importantes. Parmi les nombreuses utilisations de la machine, celle qui nous intéresse particulièrement est la machine à double alimentation.

La machine à double alimentation s'apparente fortement, du point de vue technologie, à la machine asynchrone à rotor bobiné classique, il ne s'agit pas d'une nouvelle structure, car cette dernière est toujours d'actualité. Son utilisation est préférée pour ses propriétés de réglage de la vitesse par action sur des résistances placée dans le circuit rotorique, ou encore sa possibilité de démarrer sans demander un courant important du réseau. Ces machines sont donc classiques, et ne posent pas de problèmes particuliers de réalisation [8].

La première application importante de la MADA est le fonctionnement moteur sur une grande plage de variation de la vitesse. Dans les machines synchrones classiques et asynchrones à cage d'écureuil, la vitesse de rotation est directement dépendante de la fréquence des courants des

bobinages statoriques. La solution classique permettant alors le fonctionnement à vitesse variable consiste à faire varier la fréquence d'alimentation de la machine. Ceci est généralement réalisé par l'intermédiaire d'un redresseur puis d'un onduleur commandé. Ces deux convertisseurs sont alors dimensionnés pour faire transiter la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques [10]. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur.

La même philosophie peut être appliquée au fonctionnement en génératrice dans lequel d'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [10] :

- Génération des réseaux de bord des navires ou des avions,
- Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable,
- Eoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable,
- Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant. Une troisième application de la MADA consiste à faire fonctionner celle-ci en moteur à vitesse variable à hautes performances avec deux convertisseurs : un au rotor et un au stator, figure 1-9.

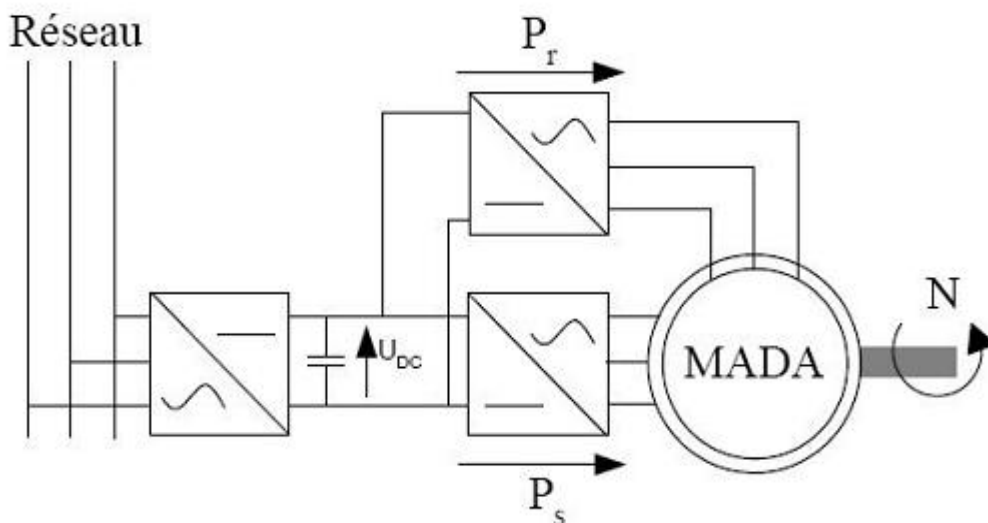


Figure (1-9):MADA fonctionnant en moteur à vitesse variable hautes performances.

Ce dispositif permet de faire varier la vitesse de rotation depuis l'arrêt jusqu'à la vitesse nominale à couple constant et depuis la vitesse nominale jusqu'à six fois celle-ci à puissance constante. Ce mode de fonctionnement présente de nombreux avantages :

- La commande vectorielle permet une bonne maîtrise du flux et du couple sur toute la plage de variation et confère une dynamique particulièrement élevée.
- Le système se prête très bien aux applications nécessitant d'excellentes propriétés de freinage puisqu'il suffit d'inverser le sens du champ tournant au rotor.

Les fréquences d'alimentation sont partagées entre le stator et le rotor, limitant ainsi la fréquence maximale de sortie requise par chaque convertisseur et les pertes fer de la machine.

- Les puissances traversant les convertisseurs sont également partagées entre stator et rotor évitant ainsi le surdimensionnement de ces convertisseurs. La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que [7], [10] :

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines .
- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime ;
- Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc.

## **1-8. Avantages et Inconvénients de la MADA :**

### **1-8.1 Avantages de la MADA :**

Parmi ses nombreux avantages, nous citons [9]:

- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au delà de la vitesse nominale.
- Electronique de puissance dimensionnée à 30% de la puissance nominale [10],

Par conséquent, les éoliennes à base de la MADA procurent ainsi plusieurs avantages :

✓ Les convertisseurs statiques utilisés sont moins volumineux, moins coûteux, nécessitant ainsi un système de refroidissement moins lourd. Ils génèrent moins de perturbations comparativement aux convertisseurs utilisés pour les éoliennes à base de machine asynchrone à cage ou à aimant permanent [6],

- ✓ Les pertes liées aux convertisseurs statiques sont diminuées et le rendement du système de génération est amélioré [7],
- ✓ Le facteur de puissance peut être réglé car la génératrice peut être contrôlée pour fonctionner de façon similaire à un alternateur synchrone [8]. En effet, les puissances active et réactive peuvent être contrôlées de façon indépendante grâce au convertisseur connecté au rotor de la MADA [9].

### **1-8.2. Inconvénients de la MADA [10]:**

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants :

- ✓ Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.
- ✓ Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.
- ✓ Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).

### **1-9. Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons présenté un aperçu général sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) et leur application a été donné ainsi que les différents types de fonctionnement. De même que le principe et les régimes de fonctionnement de cette dernière ont été présentés. La MADA porte un caractère qui permet à cette dernière d'occuper un large domaine d'application, soit dans les entraînements à vitesses variables (fonctionnement moteur), soit dans les applications à vitesse variable et à fréquence constante (fonctionnement générateur).

Pour bien exploiter la machine asynchrone à double alimentation dans un tel domaine d'application, la modélisation et la commande vectorielle sont nécessaires. L'objet du prochain chapitre est consacré à la modélisation du moteur asynchrone à double alimentation (MADA). Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation du MADA.

## **CHAPITRE 2**

# Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

## 2-1.Introduction:

La modélisation de la machine électrique est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques [10]. Afin de bien comprendre la méthodologie développée lors de la détermination de l'algorithme de la commande vectorielle, une modélisation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) semble nécessaire [8].

Dans ce chapitre, on présente le modèle mathématique de la MADA, cette machine fonctionne en mode moteur (moteur asynchrone à double alimentation, MADA) dans ce travail, dont les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante et les phases du rotor sont alimentées par un onduleur de tension à fréquence et amplitude variable.

## 2-2 Modélisation de la MADA :

Afin d'établir la modélisation de la MADA, nous allons déterminer le modèle d'une machine asynchrone à rotor bobiné. Ce modèle sera établi de la même manière que le modèle de la machine à cage avec comme différence l'existence de tensions rotoriques non nulles [10]. La figure suivante représente l'enroulement triphasé de la MADA.

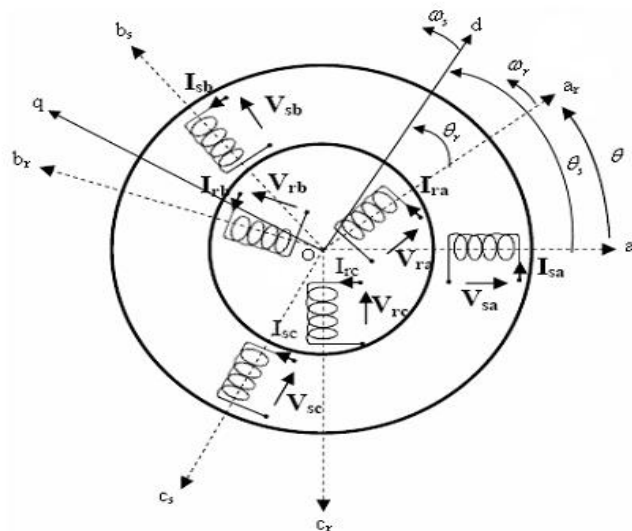


Figure (2-1): Représentation de l'enroulement triphasé de la MADA.

Telle que :

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

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

Les deux axes  $O_d$  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

$$O_{a_s}, O_d = \theta_s ; O_{a_r}, O_d = \theta_r ; O_{a_s}, O_{a_r} = \theta_s - \theta_r = \theta$$

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

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2-1)$$

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

### 2-2.1 Hypothèses et conventions [14] :

Pour simplifier l'étude de la machine asynchrone idéalisée, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✚ Nous supposons que la machine est constituée d'un stator et d'un rotor cylindrique et coaxiaux dont les enroulements sont symétriques triphasés et répartis d'une façon sinusoïdale dans les encoches. Les trois enroulements statoriques, respectivement rotoriques, sont supposés identiques.
- ✚ Nous supposons que l'épaisseur de l'entrefer est uniforme ce qui conduit à une perméance d'entrefer constante.
- ✚ Nous négligeons la saturation du circuit magnétique ainsi que son hystérésis, ce qui permet de définir des inductances constantes.
- ✚ Nous supposons que l'induction dans l'entrefer est à répartition sinusoïdale.
- ✚ Nous supposons que la composante homopolaire du courant est nulle.
- ✚ Nous tenons compte des fondamentaux des grandeurs alternatives seulement.
- ✚ Nous ne tenons compte que des pertes joules dans la machine. Nous négligeons les pertes fer.

### 2-2.2. Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque :

La mise en équation de la machine asynchrone à double alimentation avec les hypothèses que nous avons retenues étant classique, nous ne mentionnerons que les points qui nous semblent essentiels et les choix qui nous sont propres par rapport à ce qui se fait habituellement. Pour plus de détails, le lecteur pourra se référer à, [14], [15].

Précisons tout d'abord que nous préférons utiliser la transformation de Clark plutôt que celle de Concordia pour passer des grandeurs triphasées (a,b,c) aux grandeurs diphasées ( , ).

Ce choix de matrice de passage normée est bien pratique en commande où l'on traite les grandeurs ( d , q ).

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad c - \grave{a} - d [x_{\alpha\beta}] \quad (2-2)$$

$$\text{Avec : } [C_{23}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad c - a - d \quad [x_{abc}] = C_{32} [x_{\alpha\beta}] \quad ; \text{ Et}$$

$$[C_{32}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -0.5 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -0.5 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

### 2-2.2.1. Grandeurs $\alpha$ - Grandeurs d-q :

La transformation des grandeurs diphasées du repère fixe alpha - beta vers le repère tournant (d,q) s'exprime par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

$\theta$  est l'angle entre le repère diphasé fixe et le repère tournant d-q. La transformation inverse qui permet de passer de variables exprimées dans le repère diphasé d-q vers des variables exprimées dans le repère alpha - beta est [2]:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

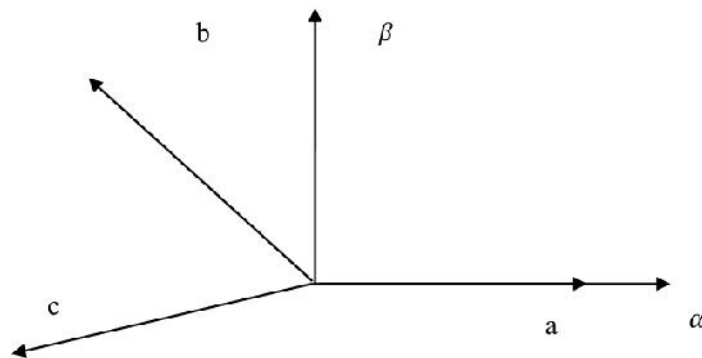


Figure (2-2): Système (abc-  $\alpha\beta$  ).

Il apparaît clairement ensuite que les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celles des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier les équations [2].

Ceci se fait en liant les angles :  $\theta_s = \theta + \theta_r$

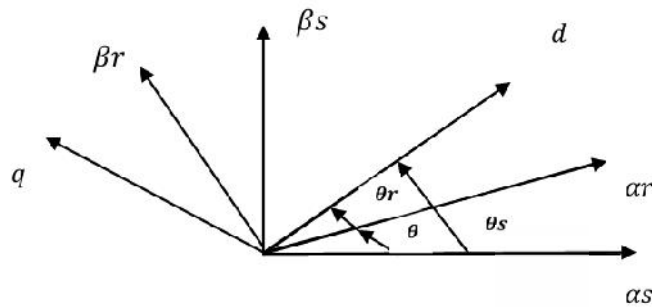


Figure (2-3) : Système (dq-αβ).

### 2-2.3. Transformation de Park :

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère (α, β) puis vers le repère (d,q). Le repère (α, β) est toujours fixe par rapport au repère abc. Par contre le repère (d,q) est mobile, voir figure (2-2),(2-3). Il forme avec le repère fixe (α, β) un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park [9],[16].

Revenons au choix de ces angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques). Si l'on note par  $\theta_s$  (resp par  $\theta_r$ ) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques), il existe une rotation qui les lie et qui simplifie les équations et par la même le modèle final [2], [16].

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations. Ceci se fait en liant les angles et par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r$$

### 2-2.4 Equations de la MADA :

Soit une machine asynchrone triphasé au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure (2.1) et dont les phases sont repères respectivement  $\alpha_s, \beta_s$  et  $\alpha_r, \beta_r$ ,  $\alpha_r, \beta_r$  et l'angle électrique  $\theta$  variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétique des phases  $\alpha_r$  et  $\alpha_s$  choisis comme axes de référence [16].

### 2-2.4.1 Equations électriques :

La MADA est représentée par les équations des phases statoriques et rotoriques suivantes :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (2-7)$$

Avec :

$$\text{Grandeurs statoriques: } \begin{cases} [V_s] = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}]^T \\ [I_s] = [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs}]^T \\ [\Phi_s] = [\Phi_{as} \quad \Phi_{bs} \quad \Phi_{cs}]^T \end{cases} \quad (2-8)$$

$$\text{Grandeurs rotoriques: } \begin{cases} [V_r] = [V_{ar} \quad V_{br} \quad V_{cr}]^T \\ [I_r] = [I_{ar} \quad I_{br} \quad I_{cr}]^T \\ [\Phi_r] = [\Phi_{ar} \quad \Phi_{br} \quad \Phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (2-9)$$

$R_s, R_r$ : sont respectivement la résistance statorique et rotorique [11].

### 2-2.4.2 Equations magnétiques :

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

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (2-10)$$

Où :

$[R_s], [R_r]$  : sont les matrices des résistances statoriques et rotoriques.

$[L_s], [L_r]$  : sont les matrices des inductances propres statoriques et rotoriques.

$[M_{sr}], [M_{rs}]$  : sont les matrices des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$[M_{ss}], [M_{rr}]$  : sont les matrices des inductances mutuelles statorique-statorique et rotorique- rotorique [4].

$$\begin{cases} [R_s] = R_s * [I] \\ [R_r] = R_r * [I] \end{cases} \quad (2-11)$$

$$\begin{cases} [L_s] = L_s * [I] \\ [L_r] = L_r * [I] \end{cases} \quad (2-12)$$

$$[M_{ss}] = M_{ss} \begin{bmatrix} 0 & \cos(2f/3) & \cos(4f/3) \\ \cos(4f/3) & 0 & \cos(2f/3) \\ \cos(2f/3) & \cos(4f/3) & 0 \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

$$[M_{rr}] = M_{rr} \begin{bmatrix} 0 & \cos(2f/3) & \cos(4f/3) \\ \cos(4f/3) & 0 & \cos(2f/3) \\ \cos(2f/3) & \cos(4f/3) & 0 \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

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 [2] :

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2f/3) & \cos(\theta - 4f/3) \\ \cos(\theta - 4f/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 2f/3) \\ \cos(\theta - 2f/3) & \cos(\theta - 4f/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

Avec :

$[I]_{3 \times 3}$  : est la matrice identité d'ordre 3.

$M$  : est le maximum d'inductance mutuelle entre une phase statoriques et entre une phase rotorique pour  $\theta = 0$ .

Il est clair que l'écriture de  $[V_{as}]$  et  $[V_{ar}]$  en fonction des courants conduit à un système d'équations dont les coefficients sont variables dans le temps ; d'où la complexité de leur résolution pour résoudre ce problème, on a recourt à la transformation de Park qui s'impose alors comme alternative dans le but d'obtenir un modèle équivalent plus simple à manipuler [7].

### 2-2.4.3. Application de la transformation de Park à la MADA :

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q.

Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs

ds, qs, dr, qr dont les axes magnétiques sont liés aux axes (dq) conformément à la figure (2.2) [2].

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

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

Donc pour le passage du système triphasé au système biphasé en utilise la matrice  $P(\theta)$  :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2f}{3}) & \cos(\theta - \frac{4f}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2f}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4f}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

Dans le cas changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation (2.15) :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

et pour la transformation inverse on utilise la matrice  $[P(\theta)]^{-1}$  :

$$[P(\theta)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2f}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2f}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{4f}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4f}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées [2].

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

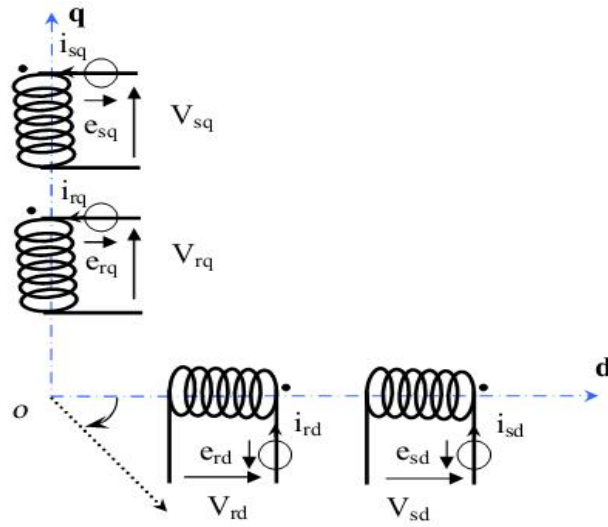


Figure (2.4): Modèle de la machine après transformation de Park.

Dans le cas d'un système de courant, la transformation s'écrit :

Avec  $P(\theta)$  la matrice de transformation de Park modifiée qui est orthogonale et s'écrit [16] :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2f}{3}) & \cos(\theta - \frac{4f}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2f}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4f}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

et

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2f}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2f}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4f}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4f}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

#### 2-2.4.4. Modèle de la MADA selon le système d'axes généralisé « d,q » :

Nous appliquons à la machine à double alimentation, représentée par la figure (2.5), la transformation de Park.

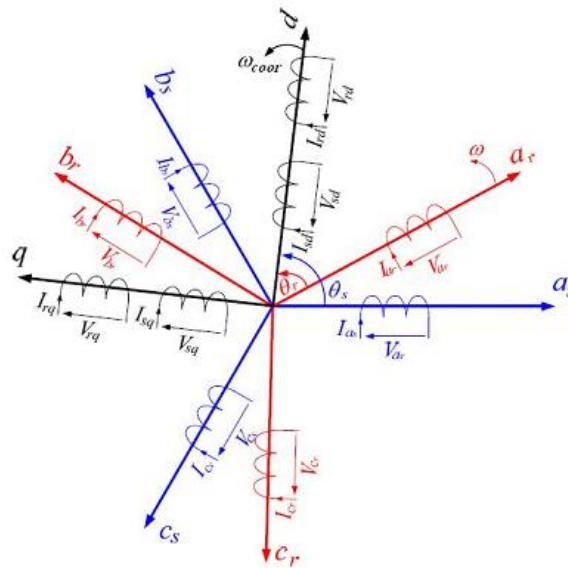


Figure (2-5) Représentation de Park d'une machine asynchrone à double alimentation.

#### 2-2.4.5. Equations des tensions :

Après l'application de la transformation de Park pour les deux équations (2-7) du stator et du rotor, les expressions des tensions statoriques et rotoriques suivant l'axe (d,q) sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \check{S}_{obs} \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \check{S}_{obs} \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\check{S}_{obs} - \check{S}) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\check{S}_{obs} - \check{S}) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2-22)$$

Avec :

$\omega_{obs}$  : Pulsation du référentiel d'axe (d,q) ;

$\omega$  : Pulsation mécanique du rotor.

### 2-2.4.6. Equations des flux :

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions, on applique cette transformation sur les équations des flux statoriques et rotoriques, on obtient [18]:

Les expressions des flux statoriques et rotoriques dans le système (d, q)

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (2-23)$$

Le couple électromagnétique est donné par l'expression :

$$C_{em} = \frac{3}{2} * P (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (2-24)$$

### 2-3.Choix du référentiel [6] :

Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère( d,q )au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère (d,q) est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park et afin d'effectuer les rotations. On peut donc le lier à un référentiel mobile comme le champ tournant [18].

Le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique. On parle de vecteur alors qu'en vérité on a tout un champ. Le vecteur permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux.

Le flux rotorique, quant à lui, est représenté par un vecteur flux rotorique qui tourne également à la même vitesse, c'est-à-dire au synchronisme. En effet, c'est le rotor qui 'glisse' par rapport au champ tournant. Mais, en régime permanent, les deux flux, statorique et rotorique tournent à la même vitesse, au synchronisme [19].

#### 2 -3.1. Dans un référentiel lié au champ tournant :

Notons  $\omega_s = \frac{d\theta_{obs}}{dt} = \omega_{obs} = \Omega_s$  que nous appellerons pulsation statorique, bien que le régime puisse être quelconque (transitoire non sinusoïdale). De même nous noterons  $\omega_r = \frac{\Omega_r}{p}$  la pulsation rotorique et  $\omega = \omega_s - \omega_r$  la pulsation mécanique.

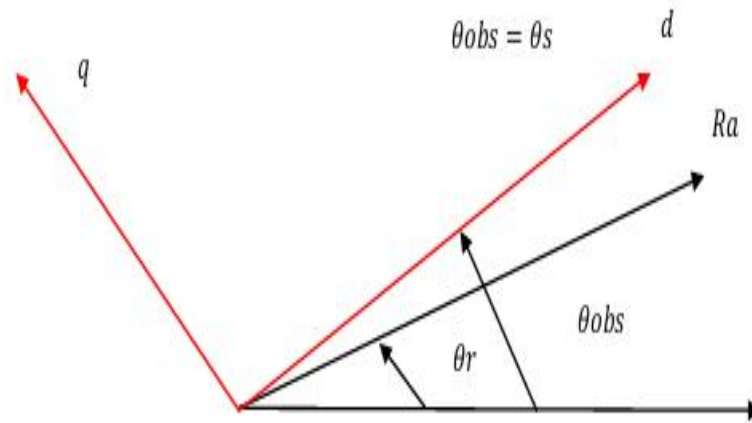


Figure (2-6) : Définitions des axes réels de la MADA par rapport au référentiel (d,q).

Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \check{S}_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \check{S}_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\check{S}_s - \check{S}) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\check{S}_s - \check{S}) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (2-25)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, permet d'obtenir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

### 2-3.2. Référentiel lié au stator :

Dans ce cas les repères ( , ) et (d,q) sont confondus :

Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{cases} V_{sr} = R_s I_{sr} + \frac{d\Phi_{sr}}{dt} \\ V_{ss} = R_s I_{ss} + \frac{d\Phi_{ss}}{dt} \\ V_{rr} = R_r I_{rv} + \frac{d\Phi_{rr}}{dt} + \check{S} \Phi_{rs} \\ V_{rs} = R_s I_{rs} + \frac{d\Phi_{rs}}{dt} - \check{S} \Phi_{rr} \end{cases} \quad (2-26)$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des

tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [11].

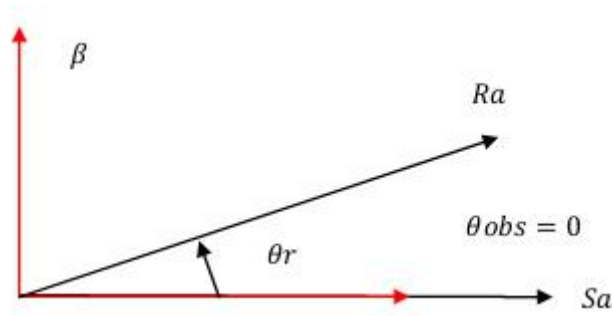


Figure (2-7): Définition des axes réels de la MADA par rapport au référentiel ( , ).

**2-3.3. Référentiel lié au rotor :**

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega$  donc ( $\omega_{obs} = \omega = P\omega$ ). 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.

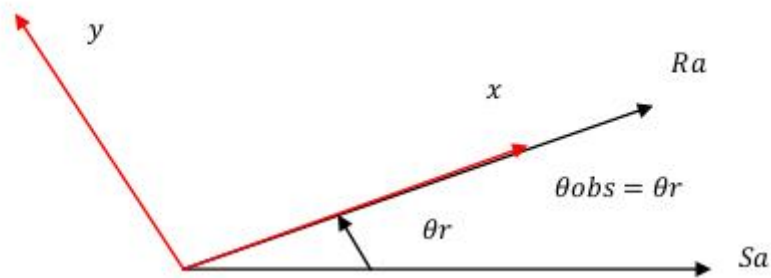


Figure (2-8): définition des axes réels de la MADA par rapport au référentiel (x,y).

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s I_{sx} + \frac{d\Phi_{sx}}{dt} - \check{S} \Phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s I_{sy} + \frac{d\Phi_{sy}}{dt} + \check{S} \Phi_{sx} \\ V_{rx} = R_r I_{rx} + \frac{d\Phi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} = R_r I_{ry} + \frac{d\Phi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (2-27)$$

Equation mécanique :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (2-28)$$

Où :

$C_{em}$  : le couple électromagnétique.

$C_r$  : le couple résistant.

J: Moment d'inertie des parties tournantes.

$\Omega$  : Vitesse de rotation du rotor de la MADA.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux de la MADA.

Le couple électromagnétique peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu

à l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes sont égales [22]:

$$C_{em} = P(\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \quad (2-29)$$

$$C_{em} = PM(I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd}) \quad (2-30)$$

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot I_{sq} - \Phi_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (2-31)$$

$$C_{em} = \frac{PM}{L_s} (\Phi_{sq} \cdot I_{rd} - \Phi_{sd} \cdot I_{rq}) \quad (2-32)$$

#### 2-4. Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état :

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[20]:

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (2-33)$$

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:

$$X = [I_{ds} \quad I_{sq} \quad I_{rd} \quad I_{rq}]^T; U = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad V_{rd} \quad V_{rq}]^T \quad (2-34)$$

Pour la représentation matricielle:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s & \check{S}_s L_s & 0 & \check{S}_s M \\ -\check{S}_s L_s & -R_s & -\check{S}_s M & 0 \\ 0 & (\check{S}_s - \check{S})M & -R_r & (\check{S}_s - \check{S})L_r \\ -(\check{S}_s - \check{S})M & 0 & -(\check{S}_s - \check{S})L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (2-35)$$

$$+ \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \check{S}_s L_s & 0 & \check{S}_s M \\ -\check{S}_s L_s & -R_s & -\check{S}_s M & 0 \\ 0 & (\check{S}_s - \check{S})M & -R_r & (\check{S}_s - \check{S})L_r \\ -(\check{S}_s - \check{S})M & 0 & -(\check{S}_s - \check{S})L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (2-36)$$

On pose:

$$[Z] = \begin{bmatrix} -R_s & \check{S}_s L_s & 0 & \check{S}_s M \\ -\check{S}_s L_s & -R_s & -\check{S}_s M & 0 \\ 0 & (\check{S}_s - \check{S})M & -R_r & (\check{S}_s - \check{S})L_r \\ -(\check{S}_s - \check{S})M & 0 & -(\check{S}_s - \check{S})L_r & -R_r \end{bmatrix} \quad (2-37)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (2-38)$$

$$\text{Alors l'équation (2.36) dévient : } \frac{dX}{dt} = [L]^{-1}[Z]X + [L]^{-1}U \quad (2-39)$$

Par analogie de l'équation (2.39) avec l'équation (2.33) on trouve :

$$A = [L]^{-1} \cdot [Z], B = [L]^{-1} \quad (2-40)$$

La matrice [Z] peut être écrite comme suit :

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

$$[Z] = -[Z_1] - \check{S}[Z_2] + \check{S}_s[Z_3] \quad (2-41)$$

Avec :

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

## 2-5. Alimentation de la MADA :

Dans notre travail le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à travers un onduleur de tension ( Figure 2.9). 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 [21].

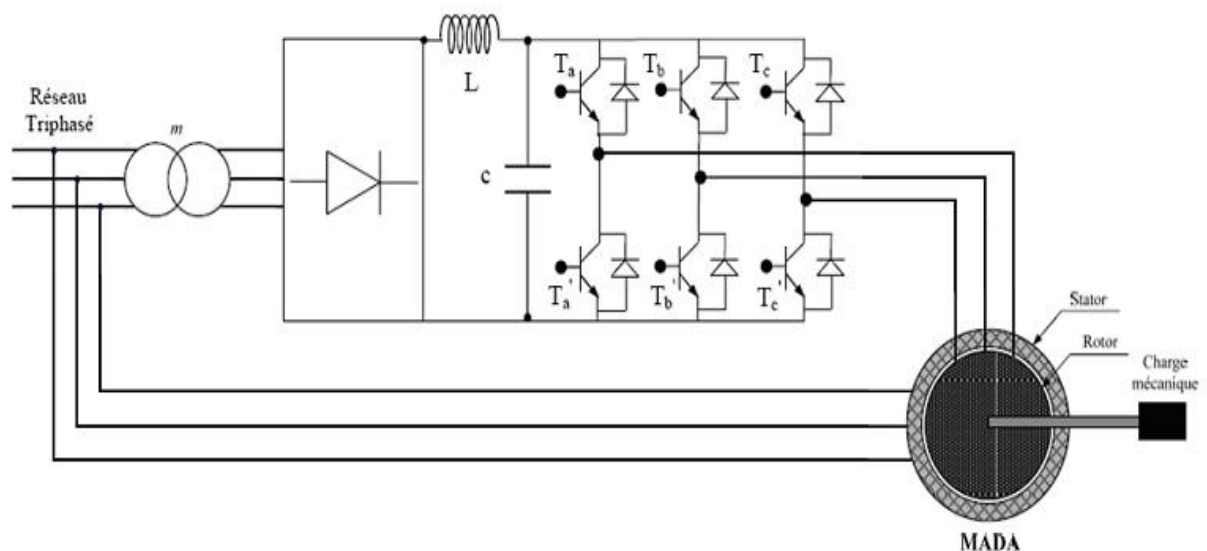


Figure (2-9) Schéma de l'association MADA-Onduleur de tension.

### 2-5.1. Modélisation de l'onduleur de tension :

Pour modéliser l'onduleur de tension, figure (2.10), on considère son alimentation comme une source parfaite (bus continu), supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à  $U_{dc} / 2$  connectés entre eux par un point noté  $n_0$  [20].

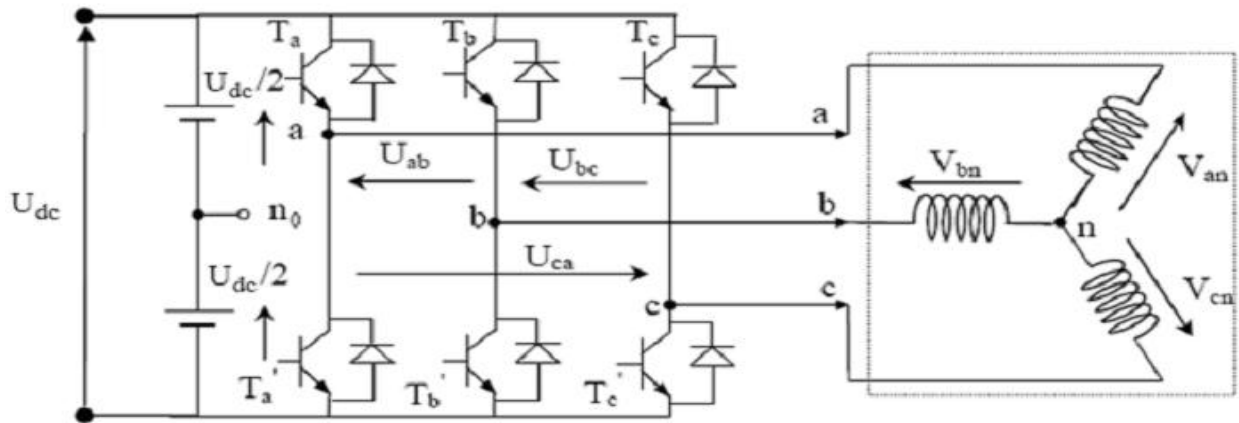


Figure (2-10):Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . on appelle  $T_i$  et  $T'_i$  les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- ✚ Si  $S_i = 1$ , alors  $T_i$  est passant et  $T'_i$  est ouvert,
- ✚ Si  $S_i = 0$ , alors  $T'_i$  est ouvert et  $T_i$  est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (2-42)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3) * [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3) * [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3) * [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (2-43)$$

Elle peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence  $n_0$ .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{m0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{m0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{m0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (2-43)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{m0} = (1/3)[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (2-44)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits  $\Leftrightarrow S_i (i = a, b, c)$  on a :

$$V_{in0} = S_i * U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} = (S_i - 0.5) * U_{dc} \quad (2-45)$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_{dc} \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_{dc} \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_{dc} \end{cases} \quad (2-46)$$

En remplaçant l'équation (2-44) dans l'équation (2-43), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (2-47)$$

En remplaçant l'équation (2-46) dans l'équation (2-47), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2-48)$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Park pour passer d'un système triphasé au système biphasé [21].

### 2-5.2. Commande par modulation sinus-triangle :

La MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [21].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{ref} a = V_m \sin(2fft) \\ V_{ref} b = V_m \sin(2fft - \frac{2f}{3}) \\ V_{ref} c = V_m \sin(2fft + \frac{2f}{3}) \end{cases} \quad (2-49)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} [4(t/T_p) - 1] & si \quad 0 \leq t \leq T_p / 2 \\ V_{pm} [-4(t/T_p) + 3] & si \quad T_p / 2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2-50)$$

Ou :  $T_p = 1 / f_p$

$f$  : Fréquence de la tension de référence (Hz).

$T_p$  : Période de la porteuse (s).

$V_m$  : Amplitude de la tension de référence (V).

$V_{ref}$  : Tension de référence (V).

$V_{pm}$  : Valeur crête de l'onde de modulation (V).

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- ✚ L'indice de modulation  $m$  égal au rapport de la fréquence de modulation ( $f_p$ ) sur la fréquence de référence ( $f$ ).
- ✚ Le coefficient de réglage en tension  $r$  égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence ( $V_m$ ) à la valeur crête de l'onde de modulation ( $V_{pm}$ ).

$f_p$  : fréquence de la porteuse (Hz).

Il existe différents types de modulation de largeur d'impulsion [23] :

- ❖ MLI naturelle ou intersective : le calcul des instants de commutation se fait par intersection du signal de référence avec un signal triangulaire.
- ❖ MLI avec contrôle d'amplitude: l'amplitude crête est constante et pour la valeur efficace du fondamental, on agit sur la largeur des impulsions. Pour maintenir  $U/f = Cte$ , il faut modifier la valeur des angles d'amorçage de MLI pour chaque valeur de vitesse. Ceux-ci sont donc précalculés et stockés dans une mémoire.
- ❖ MLI vectorielle : les instants de commutation sont calculés en ligne. En ce qui nous concerne pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI naturelle consistant à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible

fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, figure (2.11).

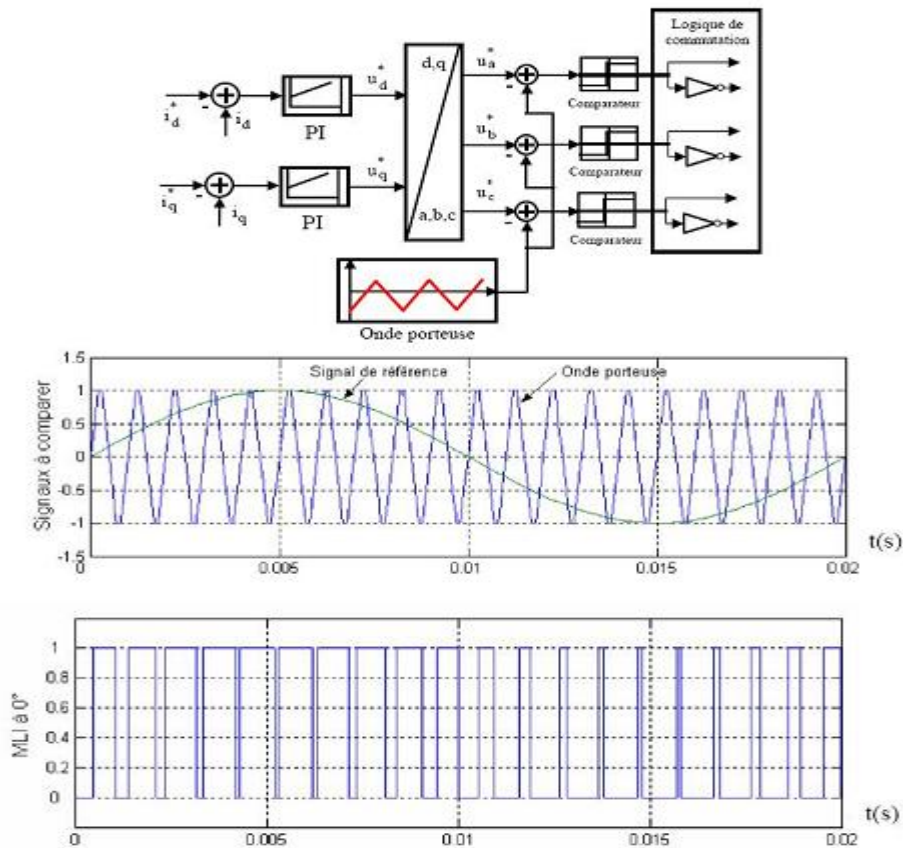


Figure (2-11):Schéma de principe de la commande par MLI.

## 2-6. Régulation de vitesse par un régulateur IP:

Le régulateur Intégral Proportionnel (IP) a été appliqué pour la commande des machines asynchrones en raison de ses divers avantages. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type IP est schématisée par la figure suivante, figure (2.12) :

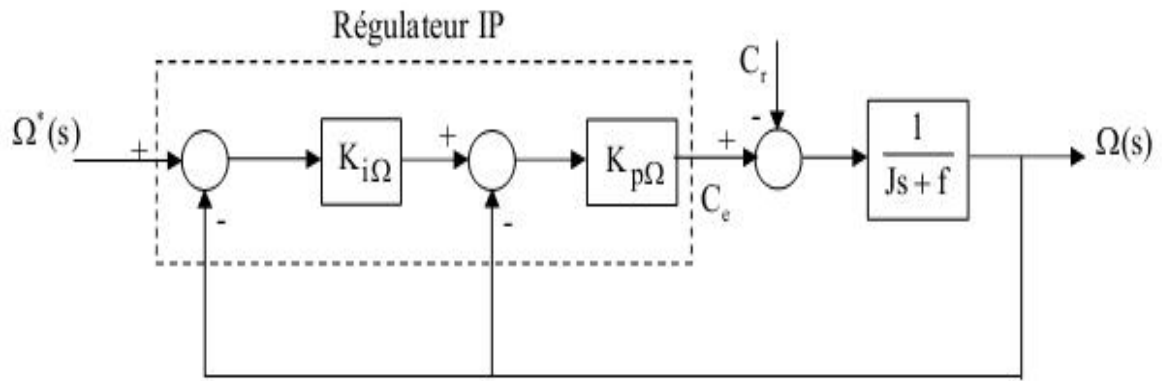


Figure (2-12): Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.

Le régulateur IP est utilisé pour le réglage de la grandeur mécanique. Ce type de régulateur est dérivé du régulateur classique Proportionnel Intégral (PI), mais a l'avantage de conduire à une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{f}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}}s + \frac{J}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}}s^2} \quad (2-51)$$

Où :

$K_{p\Omega}$  et  $K_{i\Omega}$  dénoter les gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse IP. On peut voir que la vitesse de moteur est représentée par l'équation différentielle du second ordre : La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\tilde{S}_n}s + \frac{1}{\tilde{S}_n^2}s^2} \quad (2-52)$$

Par l'identification de l'expression (2-51) par l'expression (2-52), nous obtenons :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}} = \frac{1}{\tilde{S}_n^2} \\ \frac{f}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\tilde{S}_n} \end{cases} \quad (2-53)$$

Puisque, le choix des paramètres du régulateur est choisi selon le choix de la constante d'amortissement ( $\xi$ ) et de la pulsation naturelle ( $\omega_n$ ):

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{f\check{S}_n}{k_{i\Omega} 2\zeta} \\ K_{i\Omega} = \frac{J\check{S}_n^2}{K_{p\Omega}} \end{cases} \quad (2-54)$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence de dépassement. Cette technique concerne d'imposer des valeurs de la constante d'amortissement ( $\xi$ ) et de la pulsation naturelle ( $\omega_n$ ) pour déterminer les coefficients  $K_{p\Omega}$  et  $K_{i\Omega}$ .

**2-7. Résultats de simulation du modèle de la MADA sans application de commande:**

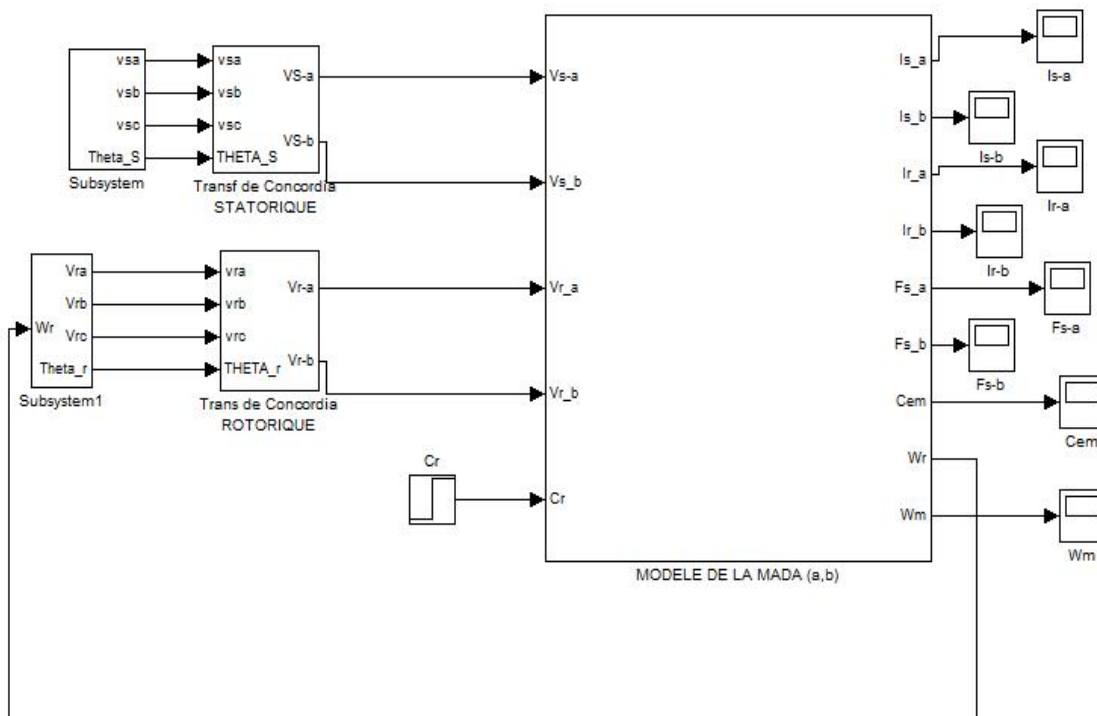


Figure (2-13):Schéma bloc de la MADA sous MATLAB/SIMULINK.

**2-7.1. Simulation de la MADA à vide rotor en court-circuit, à t =1sec Cr =20 N,m :**

Pour faire un bon fonctionnement de la MADA, on préfère de suivre la procédure suivante :

Pour le premier fonctionnement, on a simulé le comportement dynamique de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court circuit), le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré, que signifie que la MADA fonctionne comme une machine asynchrone à rotor bobiné en court circuit.

🚩  $V_r = 0$  v,  $f_r = 0$  Hz, (rotor en court circuit),  $Cr = 20$  N.m à  $t = 1$  sec :Les figures (2-14,15,16,17,18,19,20 et 21) représente le fonctionnement de la MADA sous la charge

nominale (20N.m) après un démarrage à vide et sans alimentation rotorique (elle fonctionne comme une machine asynchrone classique), on remarque que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 157.08 rd/s environ au bout d'un temps de réponse de 0.7 sec environ et on remarque aussi que le courant du rotor est faible, après l'introduction de la charge à l'instant  $t = 1$  sec, la caractéristique de la vitesse présente une diminution de la vitesse de 157.08 rad/sec à 150 rad/sec environ, traduite par une augmentation du glissement de la machine, et par conséquent on remarque que les courants statorique et rotorique sont augmentés. Résultats suivant de simulation de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court circuit,  $V_r=0$  et  $f_r=0$  Hz) avec un couple de charge 20 N.m à  $t=1$  sec.

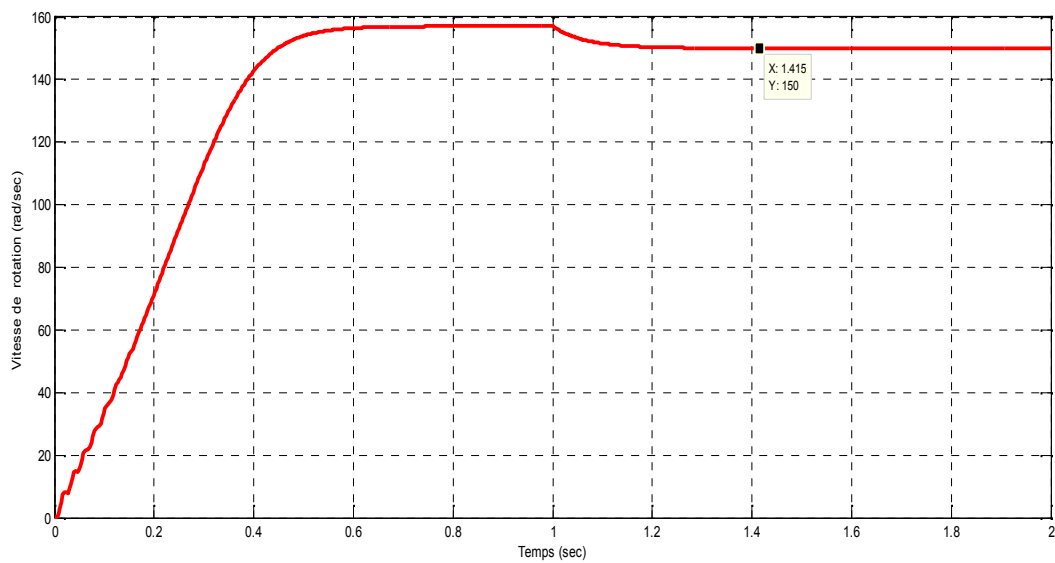


Figure (2-14):Vitesse de rotation.

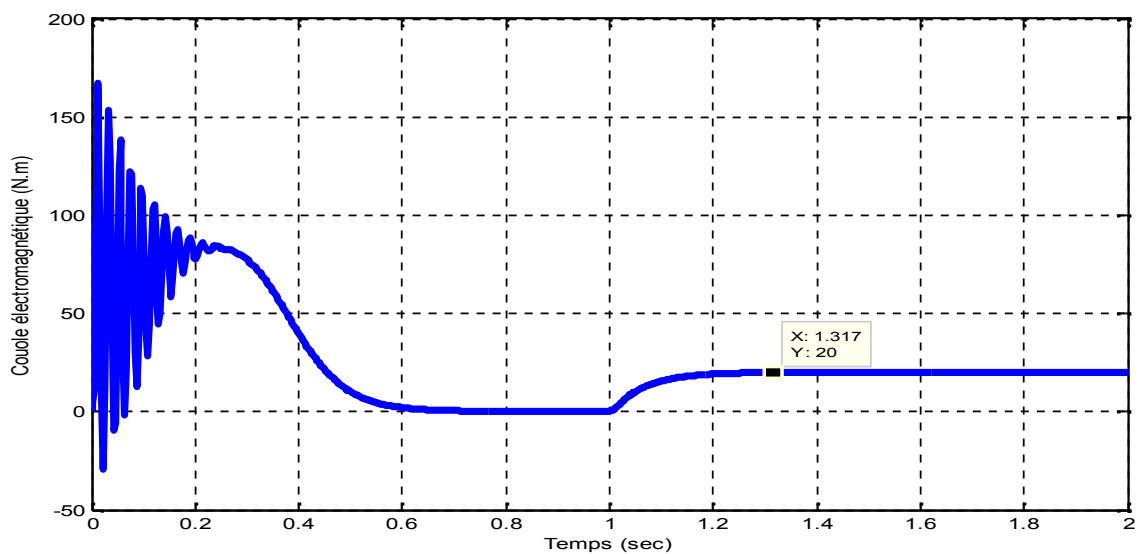


Figure (2-15):Couple électromagnétique.

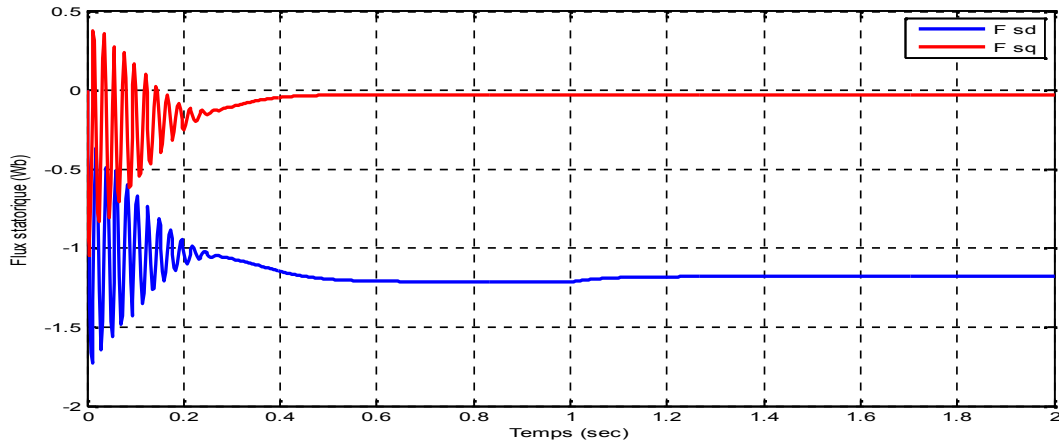


Figure (2-16):Flux statorique (d,q).

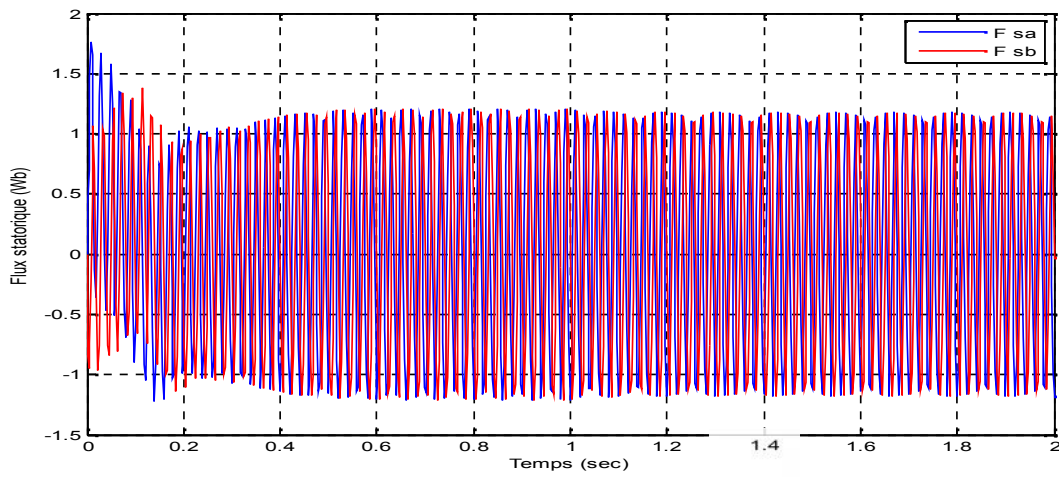


Figure (2-17):Flux statorique ( $\alpha,\beta$ ).

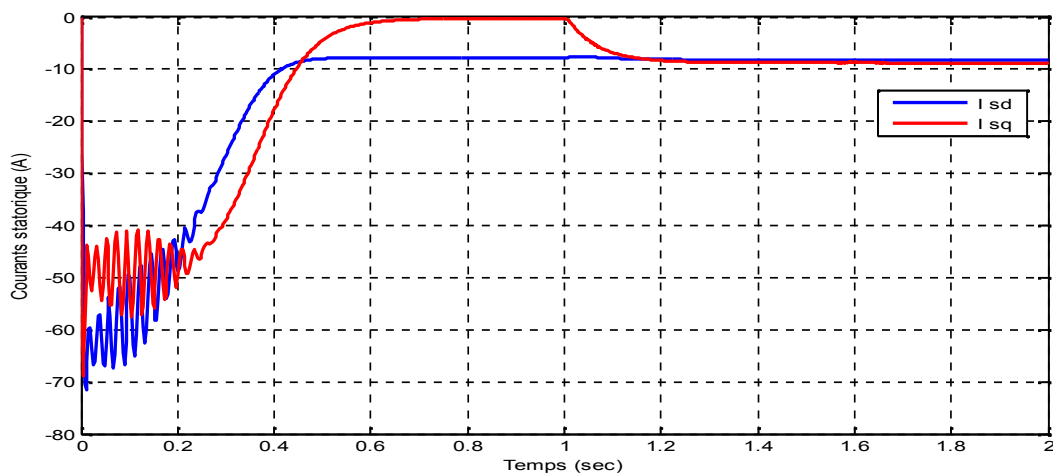


Figure (2-18):Courants statorique (d,q).

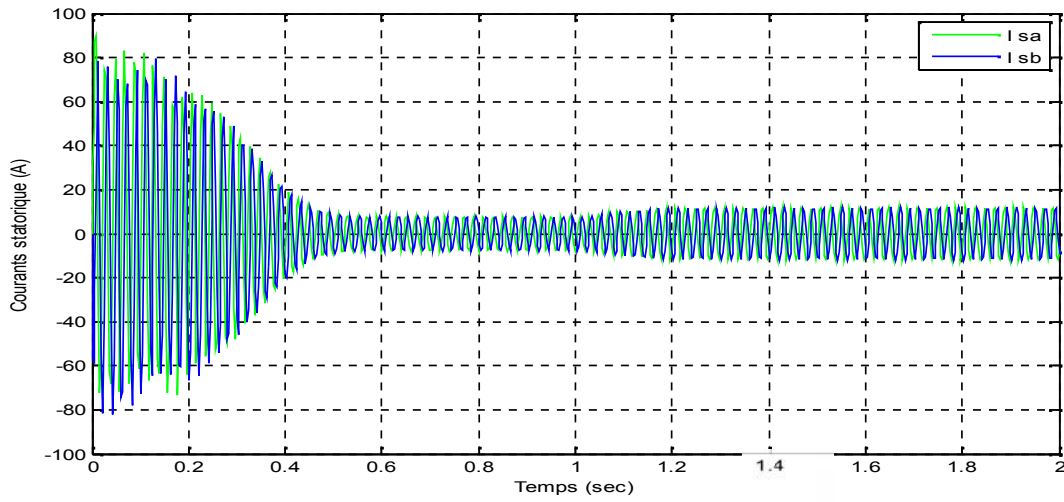


Figure (2-19): Courants statorique ( $\alpha, \beta$ ).

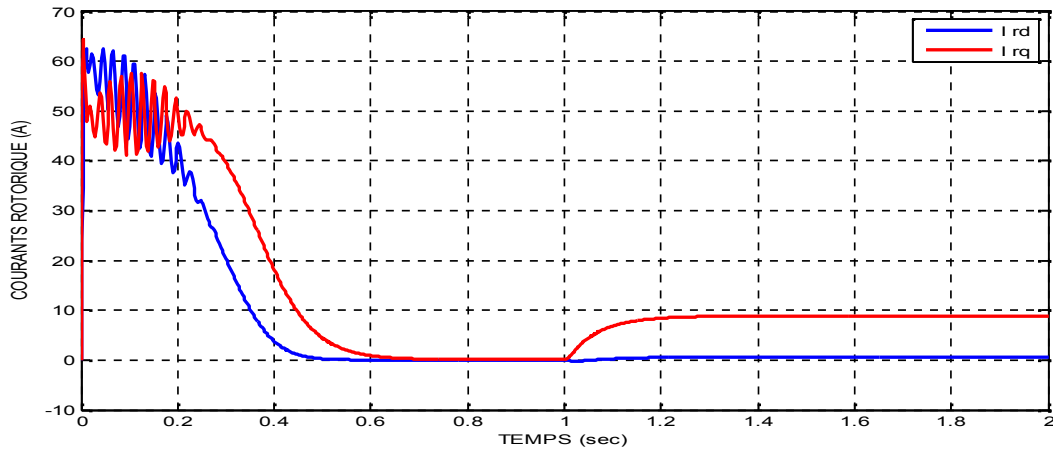


Figure (2-20): Courants rotorique (d,q).

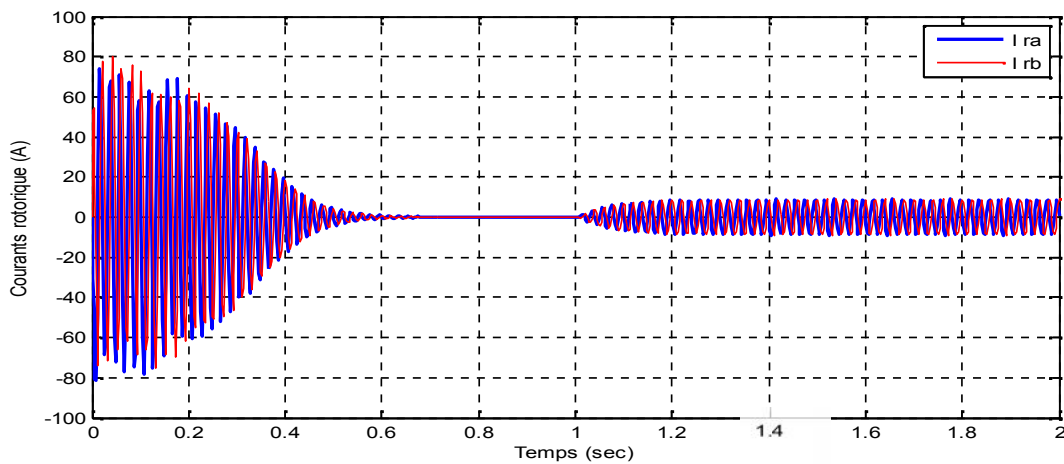


Figure (2-21): Courants rotorique ( $\alpha, \beta$ ).

### 2-7.2. Simulation de la MADA:

Pour le fonctionnement, on a simulé le comportement dynamique de la MADA avec alimentation rotorique ( $V_r = 12V$ ,  $f_r = 5$  Hz), (le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré). Pour une meilleure observation des caractéristiques, nous supposons que l'instant de l'application du couple de charge (20 N.m) à  $t = 1$  sec.

- $V_r = 12$  V,  $f_r = 5$  Hz, en mode moteur à  $t = 1$ ,  $C_r = 20$  N.m :

Les figures (2-22,23,24,25,26,27,28,29 et 30) représente le fonctionnement de la MADA sous la charge nominale (20N.m) après un démarrage à vide ,on remarque que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 157.08 rd/s environ au bout d'un temps de réponse de 0.7 sec environ et on remarque aussi que le courant du rotor est faible, après l'introduction de la charge à l'instant  $t = 1$  sec, la caractéristique de la vitesse présente une diminution de la vitesse de 157.08 rad/sec à 149.8 rad/sec environ.

Après l'instant 0 sec de simulation on trouve un pic sur le relevé de couple (2-23) électromagnétique (fonctionnement en mode moteur), cela est du à l'injection d'une tension alternative aux bornes du rotor, par conséquent le courant du rotor est augmenté.

Alors l'augmentation de la tension rotorique influe sur le courant du rotor, et aussi sur le courant du stator; d'autre part, le couple reste stable dans le régime établi mais oscille durant un faible instant en régime transitoire. A l'instant  $t = 1$  sec, on applique un couple de charge 20N.m, on observe que pour une légère variation de la charge, la vitesse reste toujours constante ; cela donc un avantage de la machine asynchrone à double alimentation.

Résultats de simulation de la MADA avec alimentation rotorique en mode moteur ( $V_r = 12$  et  $f_r = 5$ Hz) avec un couple de charge 20 N.m à  $t = 1$  sec.

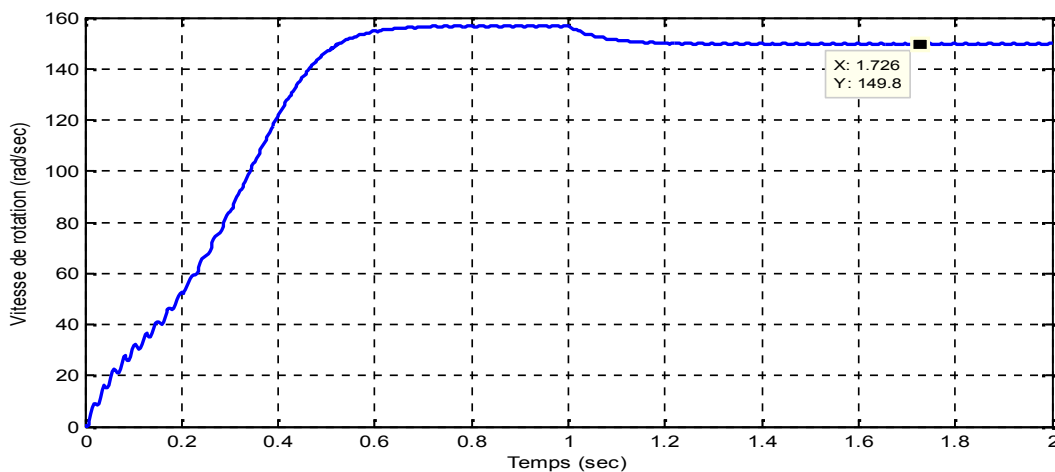


Figure (2-22) :Vitesse de rotation.

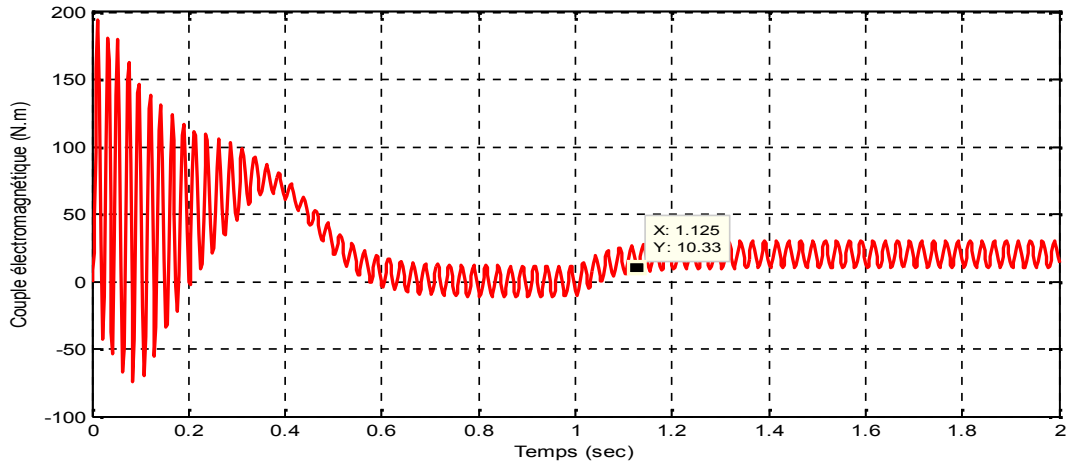


Figure (2-23): Couple électromagnétique.

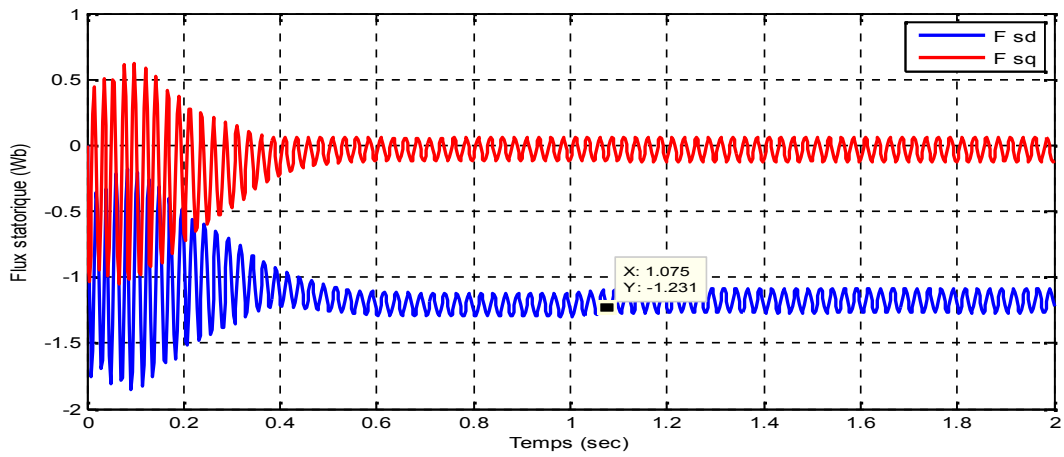


Figure (2-24): Flux statorique (d,q).

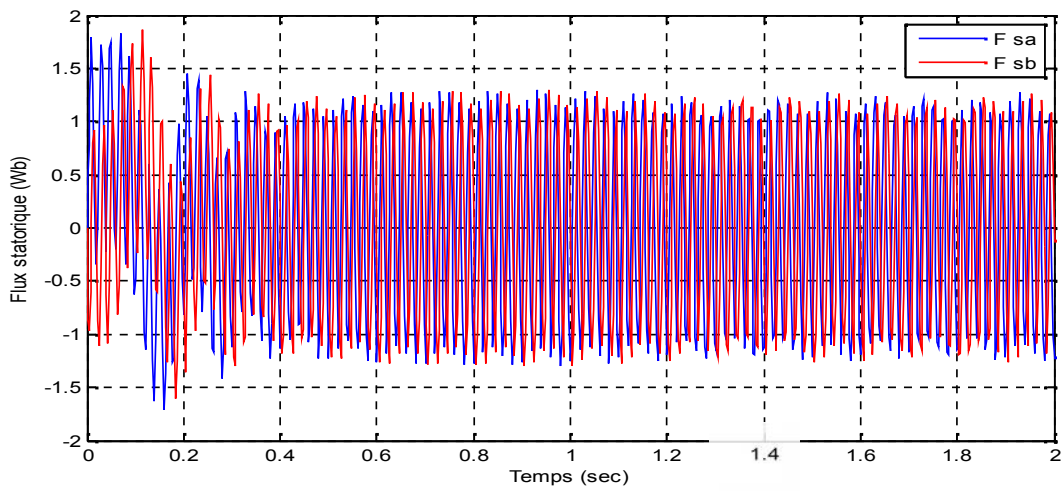


Figure (2-25): Flux statorique ( $\alpha, \beta$ ).

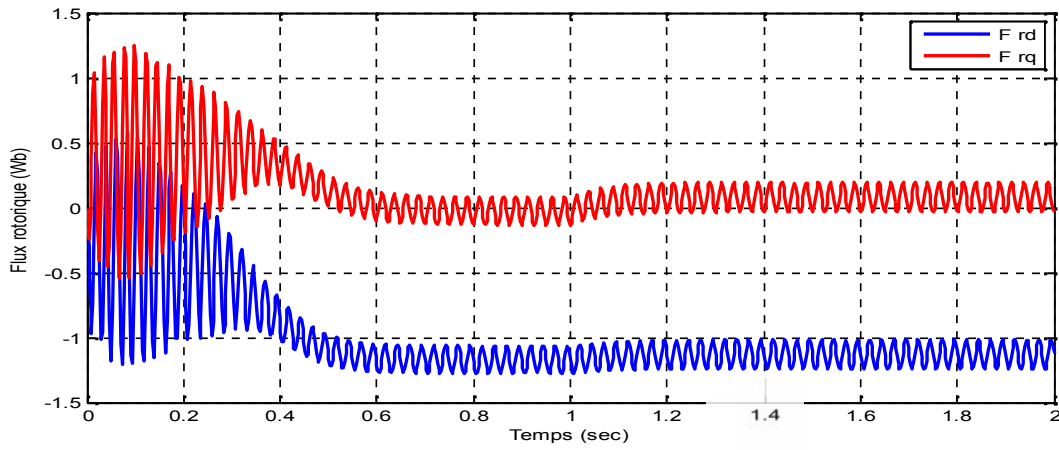


Figure (2-26):Flux rotorique ( $d, q$ ).

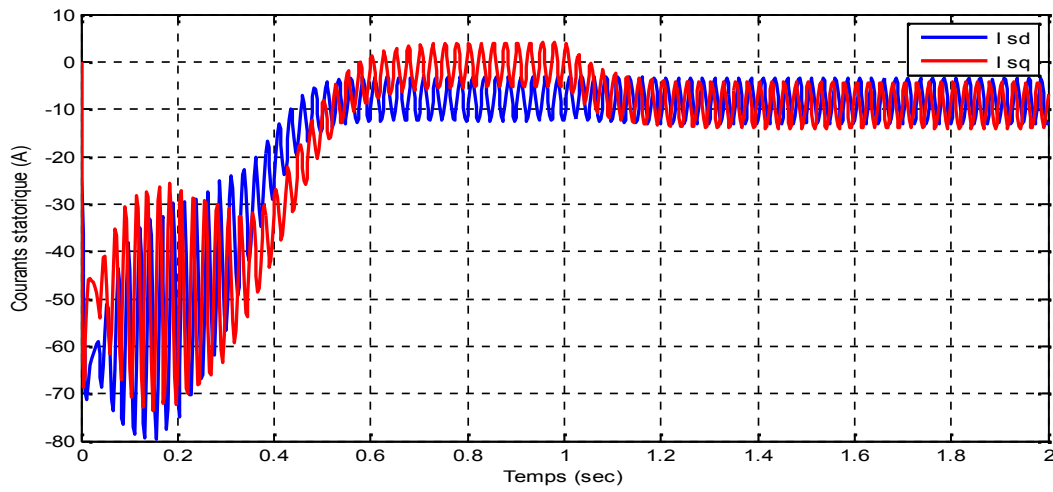


Figure (2-27):Courants statorique ( $d,q$ ).

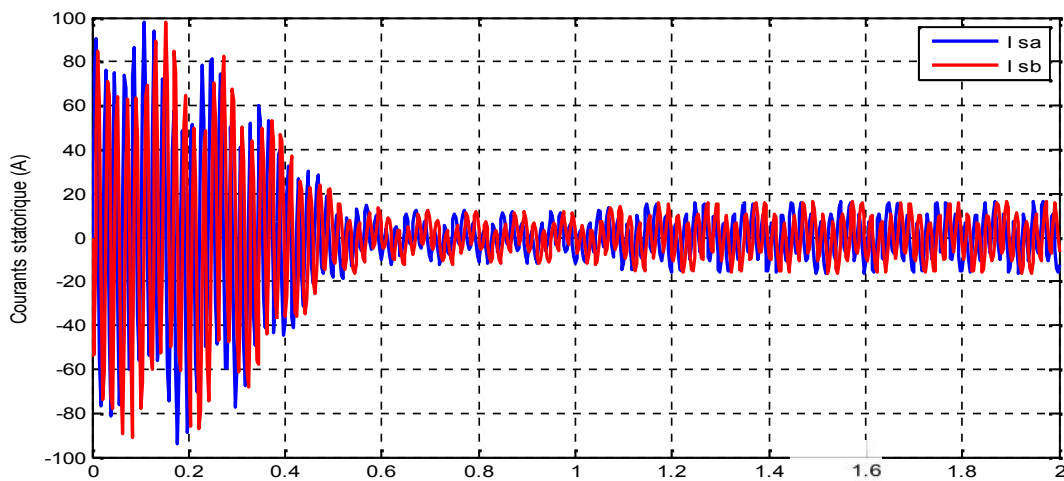
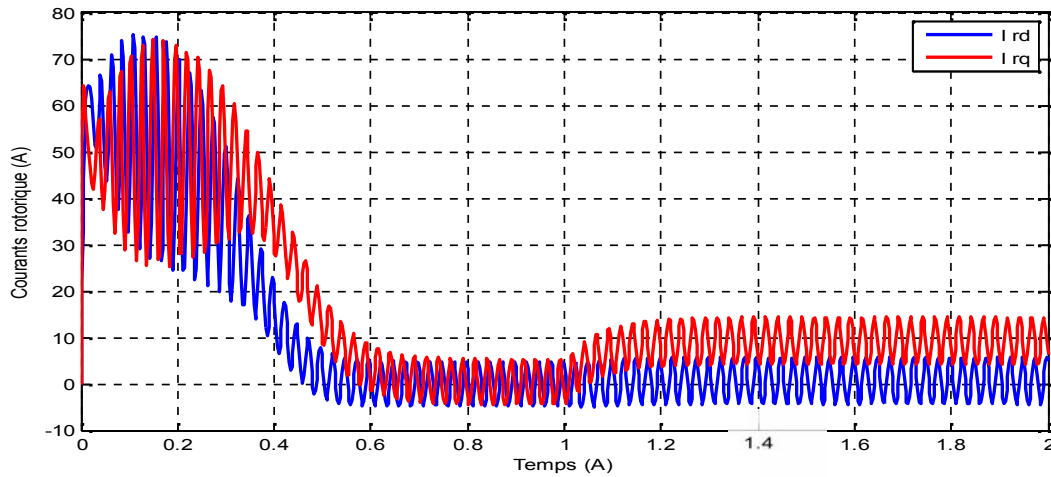
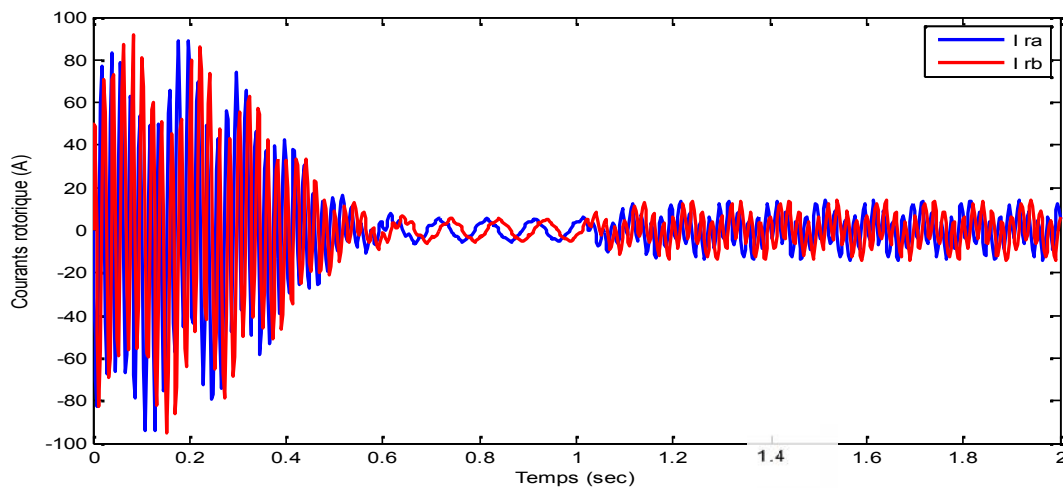


Figure (2-28):Courants statorique ( $\alpha, \beta$ ).

Figure (2-29): Courants rotorique ( $d, q$ ).Figure (2-30): Courants rotorique ( $\alpha, \beta$ )

Les résultats obtenus par les figures (2-22 au 2-30) montrent bien le couplage existant entre les différentes variables de la machine, l'importance des pics de courant et du couple et les mauvaises performances dynamiques et statiques de la vitesse. Donc, pour améliorer la réponse dynamique de la machine et éliminer le couplage existant entre le couple et le flux, on a recours à la commande DTC qui permet d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux et un réglage de la vitesse.

**2-8. Conclusion:**

Ce chapitre présente une modélisation de la MADA pour répondre à deux objectifs :

1-Établir un modèle précis de la machine, ce modèle permet de représenter le plus fidèlement possible le fonctionnement de la machine.

2- Définir un modèle d'action, au contraire, ce modèle utilisant certaines hypothèses permet la conception de la commande.

L'organisation de ce chapitre est la suivante :

Tout d'abord, pour limiter le nombre de variables, une transformation de Concordia est utilisée pour convertir les relations entre grandeurs triphasées en relations utilisant des grandeurs diphasées (la composante homopolaire est alors négligée).

Ceci permet de définir le modèle de connaissance qui sera utilisé dans une simulation dont l'objectif est de valider le principe de la commande.

Ensuite, pour permettre de synthétiser cette commande, un modèle d'action est établi. Ce modèle est basé sur une hypothèse consistant à négliger les pertes Joule dans la machine, et il présente l'avantage d'être relativement simple.

## **CHAPITRE 3**

# Commande DTC de la MADA

### 3-1 Introduction:

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. En effet, les progrès de l'électronique numérique et les développements des composants de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande inenvisageables il y a une dizaine d'années.

Ce qui était dévolu dans le passé aux machines à courant continu est maintenant l'apanage des moteurs à courants alternatifs. Actuellement le contrôle de vitesse des machines synchrones et asynchrones s'effectue par des commandes scalaires ou vectorielles. Dans ces approches, les algorithmes de commande reposent sur une modélisation de la machine à piloter en considérant l'onduleur comme un actuateur de tension n'altérant pas celles-ci.

La commande scalaire bien adapté à certains types de variateurs, ne permet pas d'obtenir des performances très élevées surtout dans les basses vitesses et forts couples [21].

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été développée pour supprimer le couplage interne de la machine, provoquant des variations du flux liées à celles du couple. Les commandes vectorielles ont fait l'objet de nombreuses études et donné lieu à de multiples applications industrielles comme la traction ferroviaire, le domaine des machines-outils et la robotique [22]. Cependant, bien qu'il donne des performances élevées, le control vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients [21]:

- ✓ La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas celle-ci (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur [23].
- ✓ Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celle de la résistance rotorique, qui est délicate à identifier en cours de fonctionnement [23].

Grâce à son faible coût et sa simplicité de construction, conjugués aux techniques de variation de vitesse, la machine asynchrone s'impose de plus en plus dans les domaines de l'entraînement à vitesse variable.

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou DTC) introduite en 1985 par TAKAHASHI [24,25] utilise une approche séduisante de part son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre.

Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche [25,26]. En effet, la commande DTC à partir de références externes, tels le couple et le flux, ne recherche pas, comme dans les commandes classiques (vectorielles ou scalaires) les tensions à appliquer à la machine, mais recherche 'le meilleur' état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans l'utilisation des capteurs mécaniques. Dans la structure DTC, la machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension est un système dynamique hybride, dont la partie continue est la machine asynchrone et la partie discrète, l'onduleur de tension [22].

Dans ce chapitre, nous proposons une commande par DTC des deux machines MADA. Cette commande est ensuite simulée sur Matlab/Simulink.

### **3-2. Commande directe du couple:**

La DTC applique un principe de commande à courant alternatif optimisé, dans lequel un onduleur commande directement les paramètres flux et couple du moteur. Il présente des avantages importants par rapport aux entraînements à courant continu, à commande par modulation de largeur d'impulsion et à la commande vectorielle, avec lesquels il se trouve en concurrence dans un grand nombre d'applications industrielles [27]. Avec cette technique révolutionnaire de commande, l'orientation du flux est réalisée sans boucle de retour utilisant une modélisation du moteur pour calculer directement le couple.

Les variables de commande sont le flux magnétisant et le couple du moteur. Avec la DTC, on n'a pas besoin d'un modulateur, ni d'un tachymètre ou bien d'un encodeur de position pour assurer le retour d'information de la vitesse ou de position.

#### **3-2.1. Principe de la commande DTC:**

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple.

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne.

Pour connaître l'état électromagnétique du moteur afin de déterminer la commande des interrupteurs de l'onduleur, il faut disposer d'un modèle approprié de la machine. A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants statoriques, le modèle donne à chaque instant [28]:

- ✚ Le flux statorique réel de la machine,
- ✚ Le couple réel qu'elle développe,
- ✚ Sa vitesse de rotation.

La mesure de la vitesse de l'arbre n'est pas nécessaire, ce qui est un grand avantage de ces méthodes.

Le flux et le couple ainsi calculés sont comparés à leurs valeurs de référence pour déterminer les instants de commande des interrupteurs.

D'ordinaire on cherche à maintenir le flux constant.

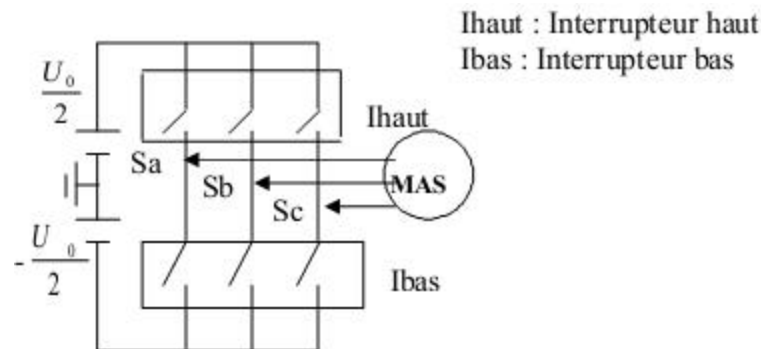
### 3-3.Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension 3Ø:

Les interrupteurs de l'onduleur de tension (voir Figure 3-1) doivent être commandés de manière à maintenir le flux et le couple de la machine.

Le vecteur de la tension statorique  $V_s$  peut s'écrire sous la forme:

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[ S_a + S_b e^{j\frac{2f}{3}} + S_c e^{j\frac{4f}{3}} \right] \quad (3-1)$$

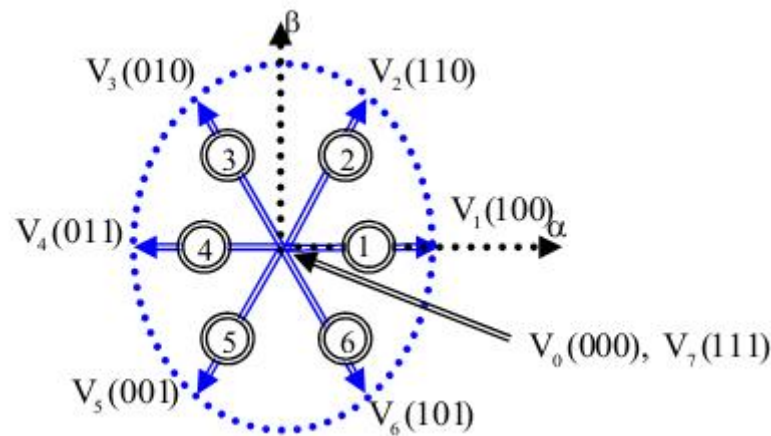
Où  $(S_a, S_b, S_c)$  représentent l'état logique des 3 interrupteurs :  $S_i = 1$  signifie que l'interrupteur haut est fermé et l'interrupteur bas est ouvert ( $V_i = +U_0/2$ ) et  $S_i = 0$  signifie que l'interrupteur haut est ouvert et l'interrupteur bas est fermé ( $V_i = -U_0/2$ ).



Figure(3-1): Machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension.

On cherchera donc à contrôler le flux et le couple via le choix du vecteur de tension qui se fera par une configuration des interrupteurs. Comme nous disposons de 3 interrupteurs, il y a donc  $2^3 = 8$  possibilités pour le vecteur  $V_s$ . 2 vecteurs ( $V_0$  et  $V_7$ ) correspondent au vecteur nul :  $(S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$  et  $(S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$ .

$V_0(0,0,0)$  est toujours à côté d'un vecteur impair;  $V_1(1,0,0)$ ;  $V_3(0,1,0)$ ; où  $V_5(0,0,1)$  d'où une seule commutation.  $V_7(1, 1,1)$  est toujours à côté d'un vecteur pair;  $V_2(1, 1,0)$ ;  $V_4(0, 1,1)$ ; où  $V_6(1, 0,1)$  donc une seule commutation. Dans chaque période de modulation, un bras ne commute pas deux fois. La figure (3-2) montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs de tensions non nuls qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. On procède ainsi:



$V_3[0 \ 1 \ 0]$  signifie:

- 0 : interrupteur en haut du 1<sup>er</sup> bras ouvert ;
- 1 : interrupteur en haut du 2<sup>ème</sup> bras fermé ;
- 0 : interrupteur en haut du 3<sup>ème</sup> bras ouvert

Figure (3-2): Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension à deux niveaux.

### 3-3.1. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique:

#### 3-3.1.1. Principe de contrôle de flux statorique:

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (3-2)$$

Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante:

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (3-3)$$

$$\Phi_s(t) = \Phi_{s0} + V_s(t) - R_s \int I_s dt \quad (3-4)$$

Avec l'hypothèse que  $R_s$  reste constante et que le terme  $(R_s I_s)$  est négligeable devant la tension  $V_s$ .

Sur un intervalle périodique de contrôle  $[0, T_e]$  correspondant à une période d'échantillonnage  $T_e$  les commandes  $(S_a, S_b, S_c)$  sont fixées, ainsi on peut écrire [29],[30]:

$$\Phi_s(t) \approx \Phi_{s0} + V_s T_e \quad (3-5)$$

Où  $\Phi_{s0}$  : est le vecteur flux à l'instant  $t=0$ .

Dans un intervalle de temps  $T_e$ , l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée  $V_s$ . La figure (3-3) illustre ce principe, lorsque on sélectionne le vecteur  $V_s=V_3$  par exemple.

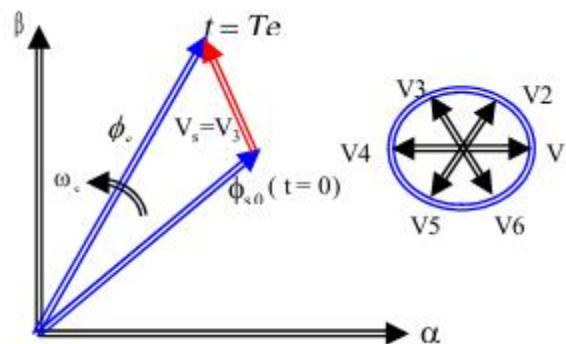


Figure (3-3): Evolution de l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$ .

Si la période de contrôle "Te" est très faible devant la période de rotation du vecteur flux statorique. En choisissant une séquence appropriée de vecteur tension de l'onduleur sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_e$ , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur flux  $\Phi_s$  la trajectoire désirée.

Le vecteur  $\Phi_s$  est maintenu entre deux valeurs  $\Phi_{s\max}$  et  $\Phi_{s\min}$ ; le passage de l'une à l'autre étant commandé par  $V_s$ . Si le vecteur de commande est l'un des vecteurs non nuls,  $\Phi_s$  évolue avec une vitesse constante proportionnelle à la tension de commande. Si l'on maintient  $\Phi_s$  à peu près constant, le couple ne dépend que du déphasage entre les deux flux.

Pour répondre à une demande de variation rapide du couple, il suffit donc de modifier rapidement le déphasage entre les deux flux. Par exemple quand  $\Phi_s$  atteint la valeur  $\Phi_{s\max}$ , on déclenche le changement d'interrupteurs pour que la nouvelle valeur de  $V_s$  entraîne une diminution du module de  $\Phi_s$ . En même temps la nouvelle phase du vecteur  $V_s$  provoque le décalage  $I_s$  et  $\Phi_s$  dans le sens de rotation, fait augmenter le déphasage et le couple. Quand  $\Phi_s$  chutera à la valeur  $\Phi_{s\min}$ , on commandera la commutation suivante [27].

Il est possible de fonctionner avec un module de flux  $\Phi_s$  pratiquement constant; pour cela il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Ceci n'est possible que si la période de contrôle est très faible devant la période de rotation du flux. En plus la composante du flux des vecteurs tensions appliquées doit être minimum et au contraire celle de la composante du couple doit être maximum. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante [31].

Lorsque le vecteur tension  $V_s$  est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux  $\Phi_s$  est donnée par sa dérivée  $\frac{d\Phi_s}{dt}$  correspondant pratiquement au vecteur  $V_s$ . En ce qui concerne le flux rotorique  $\Phi_r$ , on peut admettre que compte tenu de la forte constante de temps du rotor de la machine asynchrone, son amplitude ne varie pas durant un régime transitoire [32], donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis de celle du flux statorique.

### 3-3.1.2. Principe de contrôle du couple électromagnétique:

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante [33]:

$$C_e = k(\vec{\Phi}_s * \vec{\Phi}_r) = k|\vec{\Phi}_s||\vec{\Phi}_r|\sin(\chi) \quad (3-6)$$

Tels que :  $k = \frac{P}{I_q}$

Avec:

- $\vec{\Phi}_s$  : représente le vecteur de flux statorique;
- $\vec{\Phi}_r$  : représente le vecteur de flux rotorique ramené au stator;
- $\chi$  : représente l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

D'après cette expression, le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs  $\vec{\Phi}_s$  et  $\vec{\Phi}_r$  et de leur position relative.

### 3-3.1.3. Choix du vecteur de tension:

Les variations du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux  $\vec{\Phi}_s$  [27]. Le tableau (3-1) montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs  $V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}, V_{i-2}$  qui peuvent être appliqués dans la zone  $Z_i$ .

Lorsque le flux  $\vec{\Phi}_s$  se trouve dans une zone  $i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivantes: [32], [33], [34], [36].

- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux  $\Phi_s$  croît et le couple  $C_{em}$  croît;
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux  $\Phi_s$  décroît et le couple  $C_{em}$  croît;
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux  $\Phi_s$  croît et le couple  $C_{em}$  décroît;
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux  $\Phi_s$  décroît et le couple  $C_{em}$  décroît;
- Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnés, alors la rotation du flux est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux  $\Phi_s$  reste inchangé.

Les vecteurs tension à appliquer dépendent de la zone où se trouve le vecteur flux. Les paramètres  $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5, Z_6$  (figure 3-4) représentent les six zones possibles du fonctionnement.


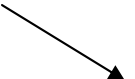

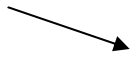


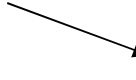
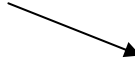
Vecteur $V_k$	$V_{i+1}$	$V_{i+2}$	$V_{i-1}$	$V_{i-2}$
$\Phi_s$				
$C_{em}$				

Tableau (3-1): Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur  $V_s$  appliqué dans la zone  $Z_i$ ,  $k = (i-1, i-2, i+1, i+2)$ .

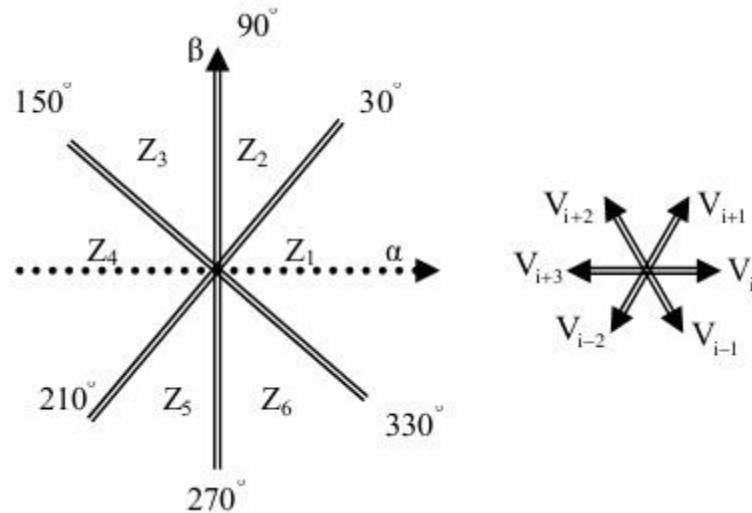


Figure (3-4): Répartition des zones.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone  $i$ . En effet, en début de zone, les vecteurs  $\vec{V}_{i+1}$  et  $\vec{V}_{i-2}$  sont perpendiculaires à  $\Phi_s$ , d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux  $\Phi_s$ , alors qu'en fin de zone l'évolution est inverse. Avec les vecteurs  $\vec{V}_{i-1}$  et  $\vec{V}_{i+2}$ , il correspond à des évolutions lente du couple et rapide de l'amplitude du flux  $\Phi_s$  en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone  $i$ , les deux vecteur  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de  $\Phi_s$ ) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de  $\Phi_s$  dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimé par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur  $\Phi_s$  [36].

Un estimateur de  $\Phi_s$  en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

### 3-3.2. Estimateurs :

#### 3-3-2-1. Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine.

A partir de l'équation:

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (3-7)$$

On obtient les composantes et du vecteur  $\vec{\Phi}_s$  :

$$\begin{cases} \Phi_{sr} = \int_0^t (V_{sr} - R_s i_{sr}) dt \\ \Phi_{ss} = \int_0^t (V_{ss} - R_s i_{ss}) dt \end{cases} \quad (3-8)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. On obtient les composantes  $V_{sr}$  et  $V_{ss}$ , après l'application de la transformation de Concordia sur les tensions d'entrée mesurées  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ . Ces tensions sont exprimées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur  $U_0$ , et des états de commande ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) [36], soit:

$$\begin{cases} V_{sr} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left( S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{ss} = \sqrt{\frac{1}{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (3-9)$$

Les courants  $i_{sr}$  et  $i_{ss}$ , sont également obtenus à partir des courants réels  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  ( $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$ ) et par application de la transformation de CONCORDIA:

$$\begin{cases} i_{sr} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{ss} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (3-10)$$

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes  $\Phi_{sr}$  et  $\Phi_{ss}$ , par :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{sr}^2 + \Phi_{ss}^2} \quad (3-11)$$

L'angle  $r_s$  entre le référentielle statorique et le vecteur flux  $\Phi_s$  est égal à [35], [36]

$$r_s = \arctg \frac{\Phi_{ss}}{\Phi_{sr}} \quad (3-12)$$

**3-3.2.2. Estimation du couple électromagnétique:**

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statorique mesurés, et qui peut se mettre sous la forme suivante:

$$C_{em} = p(\Phi_{sr}i_{ss} - \Phi_{ss}i_{sr}) \tag{3-13}$$

On peut remarquer dans cette équation que l'exactitude de cette dernière dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants statorique.

**3-4. Elaboration du vecteur de commande:**

**3-4.1. Le correcteur de flux:**

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\vec{\Phi}_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (3-5).

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\vec{\Phi}_s$ , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne cflx indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( cflx = 1) ou diminuée( cflx =0) de façon à maintenir: [36]

$$|(\Phi_s)_{ref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \tag{3-14}$$

Avec:  $(\Phi_s)_{ref}$ : La consigne de flux;

$\Delta\Phi_s$ : La largeur d'hystérésis du correcteur.

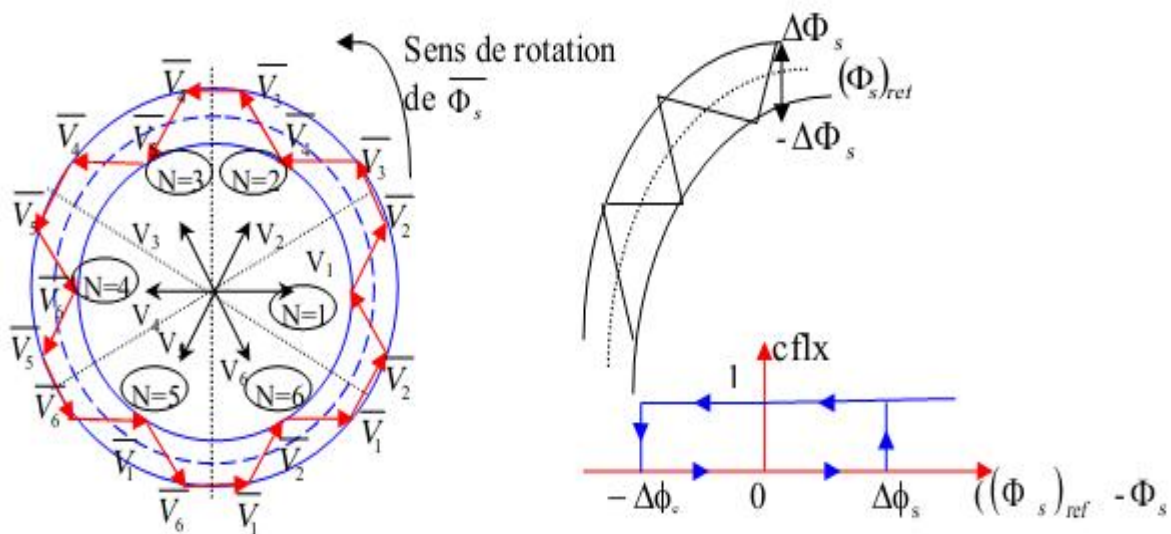


Figure (3-5):Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique.

### 3-4.2. Le correcteur de couple :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites  $|C_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C$ , avec  $C_{ref}$  la référence de couple et  $C$  la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées:

#### 3-4.2.1. Le correcteur à trois niveaux :

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $ccpl = 1$  pour une consigne positive et  $ccpl = -1$  pour une consigne négative) ou diminuée ( $ccpl = 0$ ). La figure (3-6) montre ce type de correcteur [36].

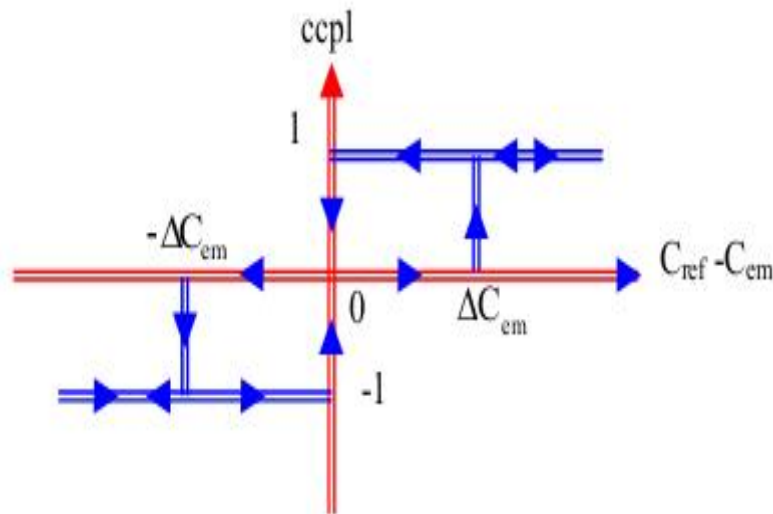


Figure (3-6):Correcteur de couple à trois niveaux.

#### 3-4.2.2. Le correcteur à deux niveaux :

Ce correcteur n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $\vec{V}_{i+1}$  et  $\vec{V}_{i+2}$ , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux  $\vec{\Phi}_s$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones  $N_i$ , on s'aperçoit

que pour chaque zone  $i$ , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [36].

**3-5. Elaboration de la table de command:**

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables  $cflx$  et  $ccpl$ , et de la zone  $N_i$  de position de  $\vec{\Phi}_s$ . Elle se présente donc sous la forme suivante :

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$cflx=0$	$ccpl=1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	Deux niveaux
	$ccpl=0$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	
	$ccpl=-1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	trois niveaux
$cflx=1$	$ccpl=1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	Deux niveaux
	$ccpl=0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	
	$ccpl=-1$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	trois niveaux

Tableau (3-2): Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis A trois niveaux (avec les vecteurs tensions nulles).

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$cflx=0$	$ccpl=1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	Deux niveaux
	$ccpl=0$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	
	$ccpl=-1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	trois niveaux
$cflx=1$	$ccpl=1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	Deux niveaux
	$ccpl=0$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	
	$ccpl=-1$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	trois niveaux

Tableau (3-3): Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis A trois niveaux (avec les vecteurs tensions non nulles).

**3-5.1. Structure générale du contrôle direct de couple:**

La figure (3-7) représente les éléments essentiels d'un système de contrôle direct du couple des machines asynchrones (MADA). C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage  $T_e$  est très petite vis-à-vis des constantes des temps de la machine. Le choix du

vecteur  $\vec{V}_s$  est effectué à chaque période d'échantillonnage  $T_e$ , de plus, on applique un filtrage sur les grandeurs statoriques de courants afin de limiter les bruits sur le signal de flux calculé et l'effet d'échantillonnage [36].

L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation permettant de définir le choix du vecteur  $\vec{V}_s$  sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse. Cette dernière, en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur MLI des structures classiques du contrôle par onduleur de tension à MLI. En plus, avec l'utilisation de ce type de contrôle les exigences de régulateur du courant, régulateur PI de flux et du couple sont éliminés ce qui améliore les performances dynamiques du système [37].

On utilise le tableau classique des séquences proposées par **Takahashi**, voir annexe (B).

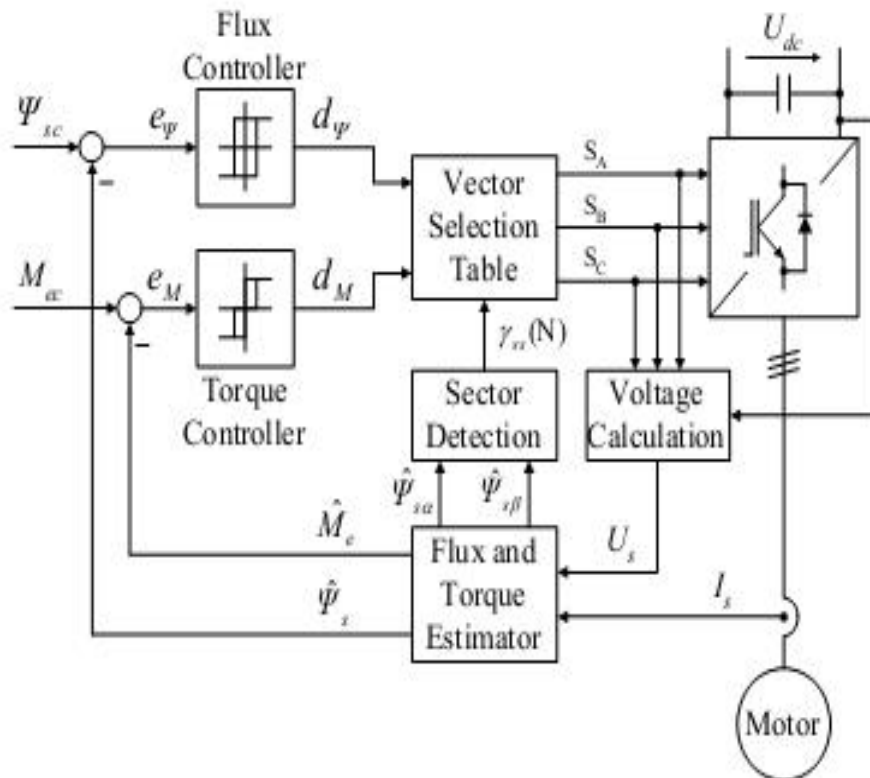


Figure (3-7): Structure générale du contrôle direct du couple 'DTC'.

En général la DTC comprend deux blocs principaux, un bloc de commande de vitesse et un autre bloc de contrôle du couple.

**a) Boucle de commande du couple:**

Cette partie du diagramme comprend:

- les capteurs de courant et l'état des commutateurs :

Ils transmettent au modèle du moteur la tension d'alimentation DC du convertisseur, ainsi que les courants des phases du stator, et l'état des interrupteurs du convertisseur.

**- le modèle du moteur:**

Les mesures et les paramètres sont injectés dans le modèle du moteur; le traitement de ces données au niveau du modèle permet d'obtenir le flux et le couple actuel du moteur, ainsi que la vitesse actuelle du moteur.

**- le comparateur du couple et du flux:**

L'information délivrée pour contrôler les interrupteurs de puissance est traitée dans les comparateurs, le rôle des comparateurs est de comparer le signal du flux et du couple aux valeurs imposées sur l'hystérésis et délivrer par la suite un signal de comparaison qui sera traité dans le module sélecteur optimal de la commutation.

**- le sélecteur optimal de la commutation:**

Dans ce module il y a une table contenant la logique de commutation du convertisseur, en pratique la programmation de la logique de cette table se fait à l'aide d'un DSP (Digital signal Processor)[36].

**b) Boucle de commande de la vitesse:**

Cette partie du diagramme comprend un contrôleur de vitesse, qui consiste en un comparateur entre vitesse de consigne et vitesse réelle qui injecte l'erreur dans un régulateur PI qui à son tour transmet une référence au contrôleur du couple, et qui a le rôle d'annuler l'erreur statique et de réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système.

**3-6. Résultats de simulation:**

**3-6.1. Résultats de simulation de la commande DTC de la MADA:**

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MADA alimenté par un onduleur de tension, en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur IP, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de cette commande avec l'utilisation d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.

Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations sont récapitulés dans une annexe (A) à la fin de ce mémoire [35].

Les figures (3-8, 9, 10, 11 et 12) représente l'évolution des caractéristiques de la MADA avec la régulation de vitesse, suivi sans de l'application d'une charge  $C_r = 15 \text{ N.m}$  à  $t = 2 \text{ sec}$ , en imposant la vitesse de référence  $N_{ref} = 157 \text{ rad/sec}$ . Celle-ci montre que:

Au démarrage et durant le fonctionnement à vide la vitesse rejoint sa valeur de consigne à  $t=0.8$  sec et sans dépassement. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de 90 N.m, par suite, au début du régime permanent il se stabilise à une grandeur proche de 0. Après l'application de la charge, la réponse de la vitesse présente aucune variation au moment de l'application de la charge, la commande rejette la perturbation. La réponse en couple, courant et le flux présente une bonne performance [20].

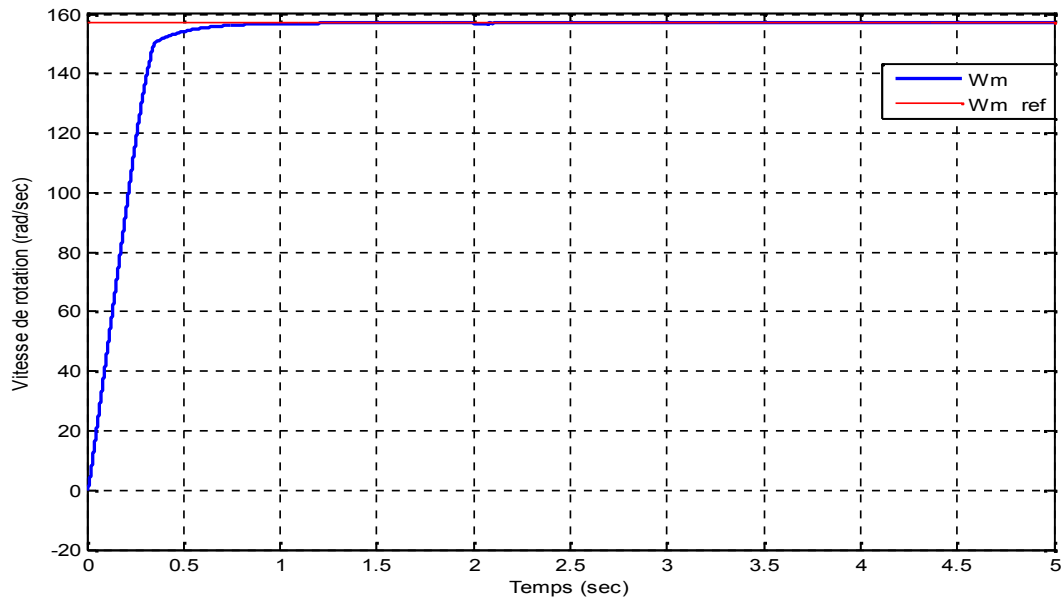


Figure (3-8):Vitesse de rotation.

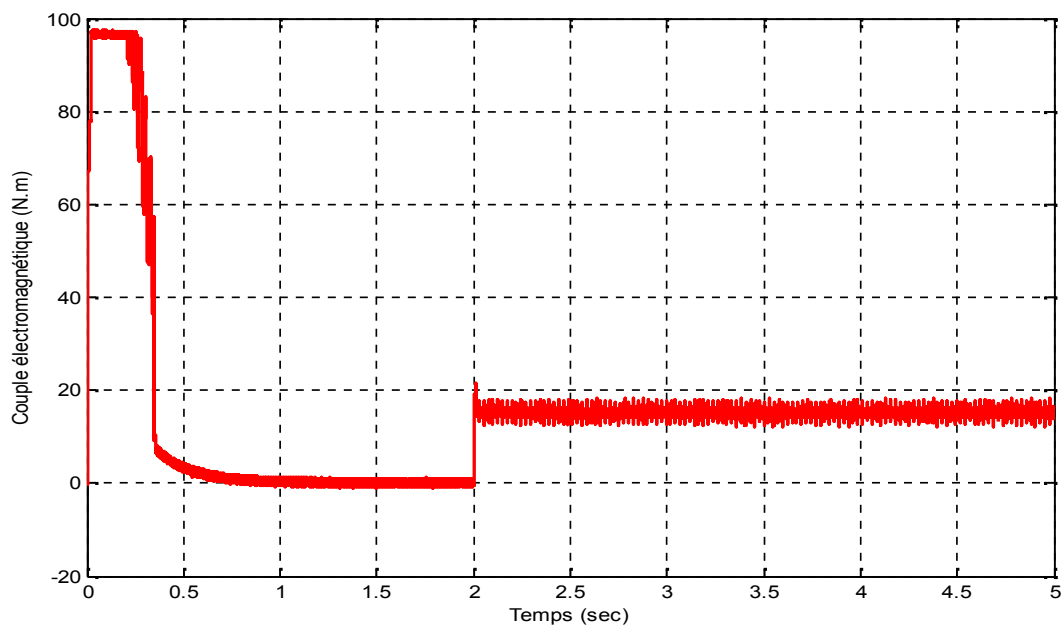


Figure (3-9) : Couple électromagnétique.

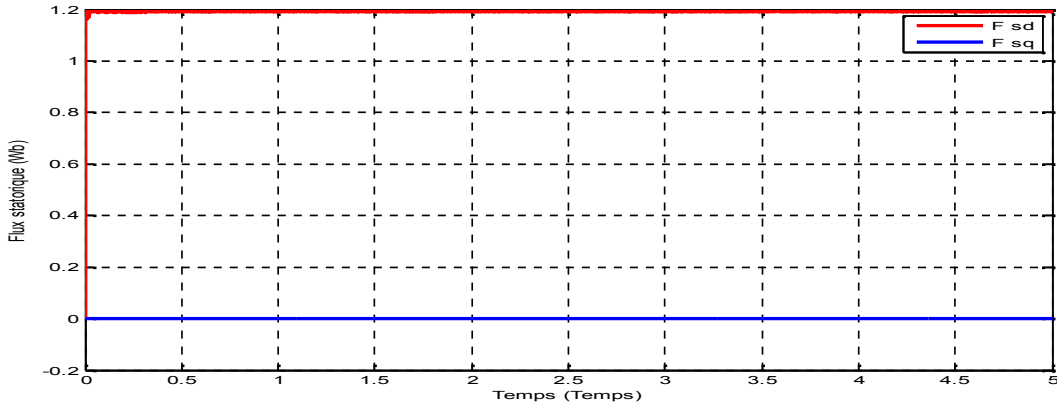


Figure (3-10): Flux statorique.

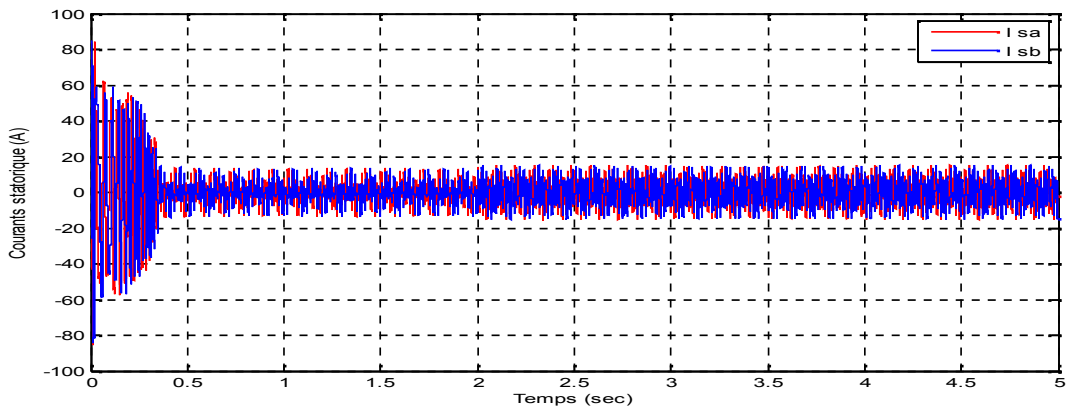


Figure (3-11): Courants statorique.

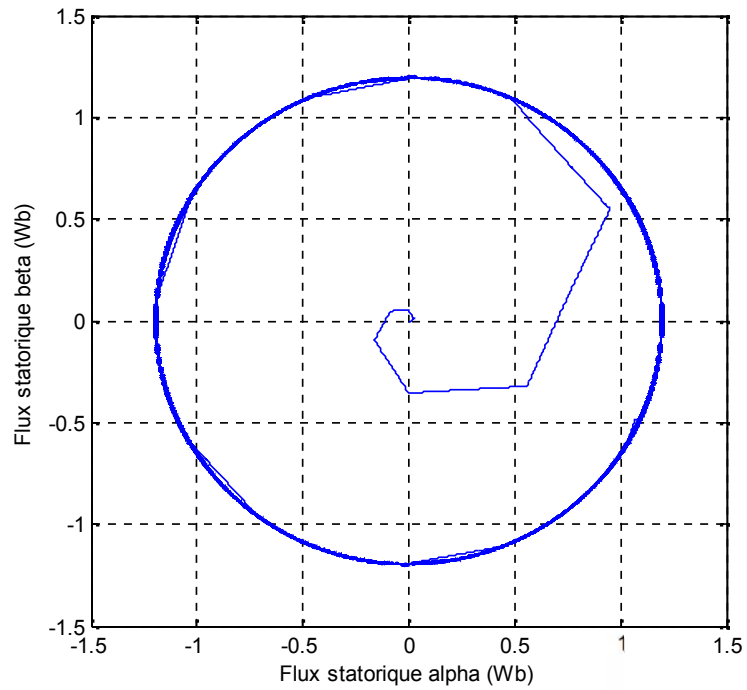


Figure (3-12): Flux statorique ( $\alpha, \beta$ ).

### 3-7. Tests de robustesse :

Afin de tester la robustesse de la commande par DTC, plusieurs tests sont effectués. Variation de charge, variation de vitesse, variation de la résistance rotorique et variation du moment d'inertie de la machine [36,20].

#### 3-7.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge :

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suite :

Temps (Sec) = [0 0.5 1 1.5 2 2.5 3 3.5 4 4.5 5];

Cr (N.m) = [0 0 0 0 15 15 5 5 -5 -5 0];

Les résultats obtenus montrent une bonne précision et une sensibilité moindre à l'application et à la variation de la charge. Les résultats de simulation sont représentés par les figures (3-13,14,15,16 et 17). [36,20].

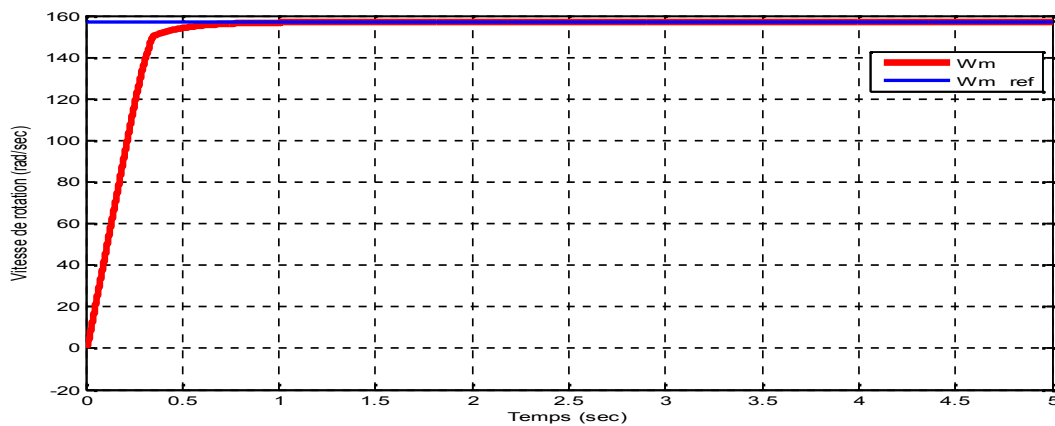


Figure (3-13): Vitesse de rotation.

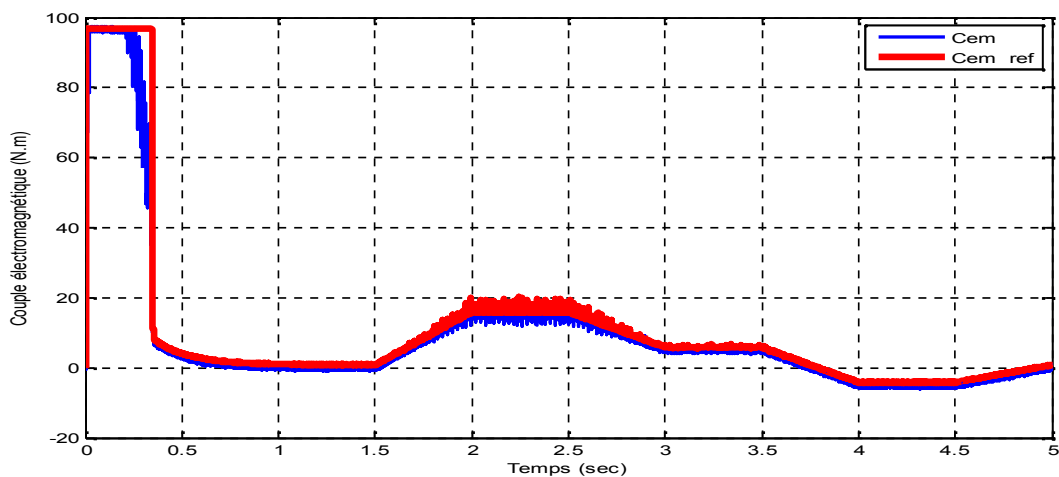
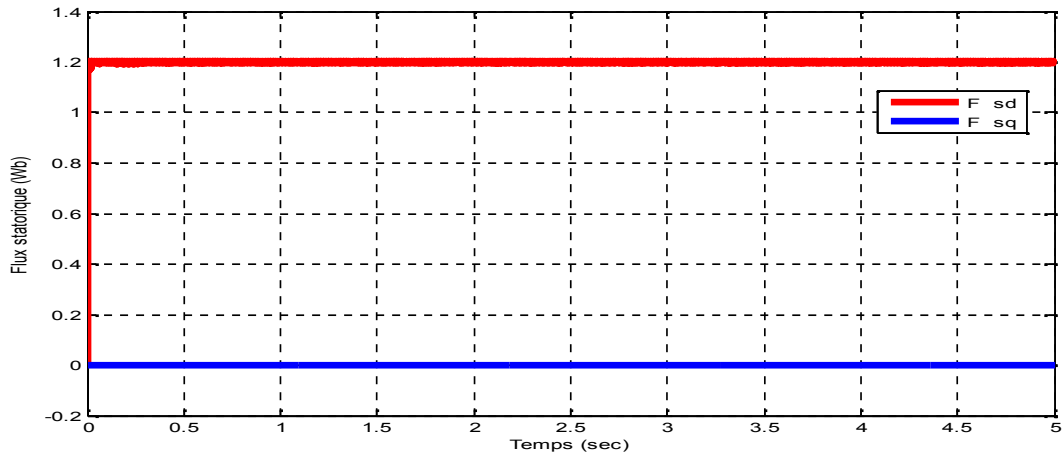


Figure (3-14): Couple électromagnétique.



Figure(3-15): Flux statorique (d,q).

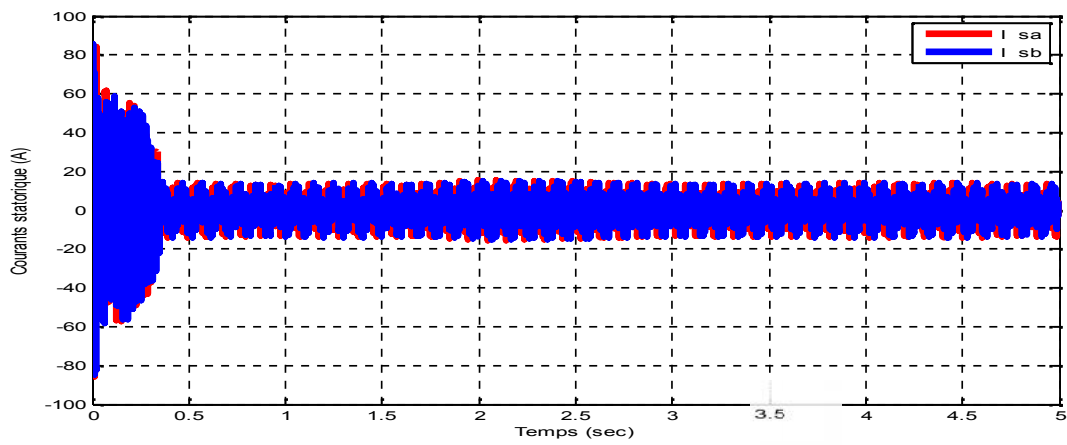


Figure (3-16): Courants statorique ( $\alpha, \beta$ )

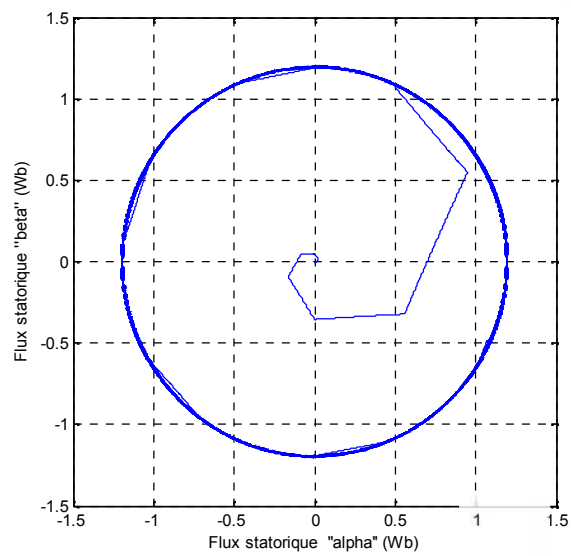


Figure (3-17): Flux statorique ( $\alpha, \beta$ )

### 3-7.2. Variation de vitesse :

Afin de tester la robustesse de la DTC du MADA, vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse, avec un couple de charge de 15 N.m appliqué à l'instant  $t = 1.5$  sec. Et la période 2 à 3 sec suivi d'une variation de vitesse (du 157 rad/sec au 100 rad/sec), et réglée la vitesse sa valeur de la consigne à  $t = 3$  sec de 100 rad/sec à 157 rad/sec.

Les résultats obtenus (voir la figure 3.18,19,20,21,et 22) montrent clairement que : La vitesse suit parfaitement sa consigne et se stabilise au bout de 0.7 sec. Cette variation présente une influence sur les couple, les courants et les flux. le couple subit un pic lors du passage d'un mode à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, [35,20].

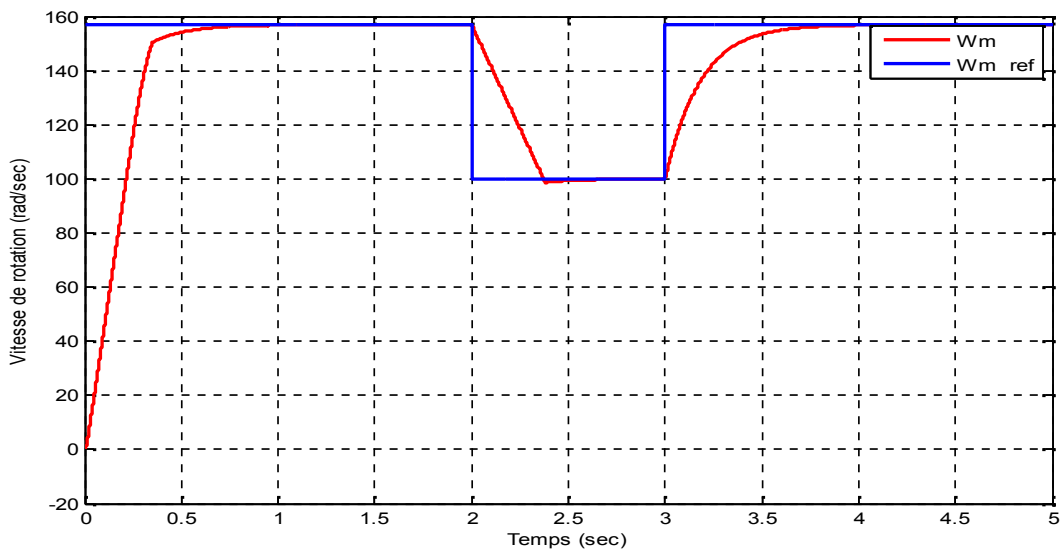


Figure (3-18):Vitesse de rotation.

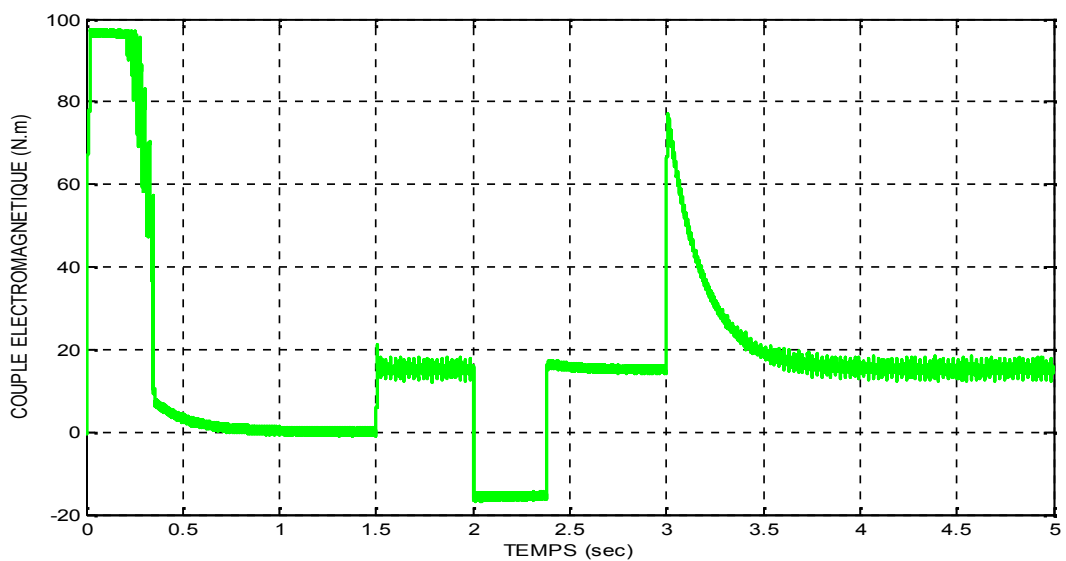


Figure (3-19):Couple électromagnétique.

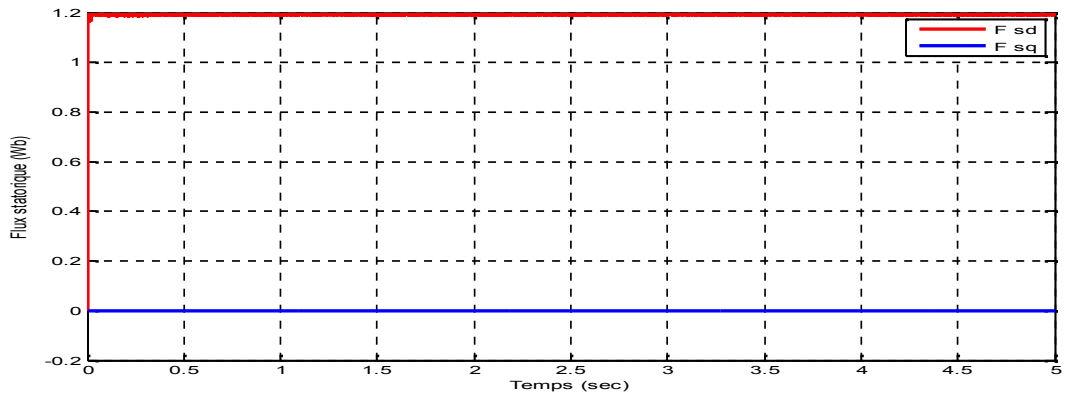


Figure (3-20): Flux statorique (d,q).

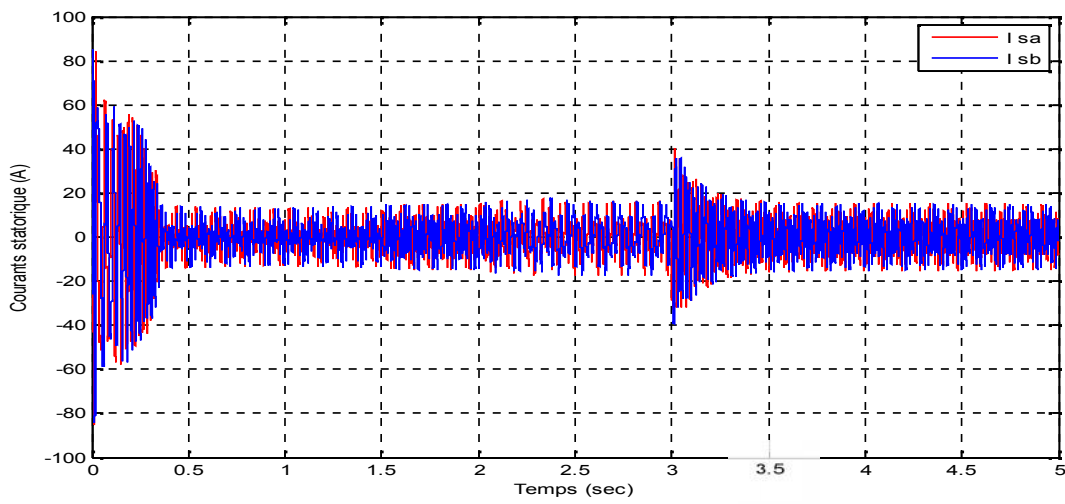


Figure (3-21): Courants statorique ( $\alpha, \beta$ ).

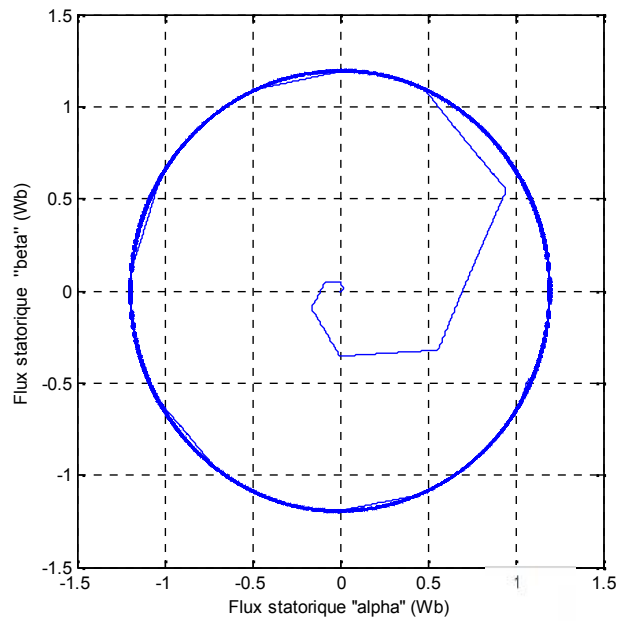


Figure (3-22): Flux statorique ( $\alpha, \beta$ ).

### 3-7.3 .Variation de la résistance rotorique de + 50% de sa valeur nominale:

Dans ce test, on a fait augmenter la résistance rotorique  $R_r$  de +50% de sa valeur nominale. La figure (3-23,24,25,26, et 27) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statoriques. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique, ce qui montre la robustesse de la commande DTC et le régulateur IP est insensible à la variation de la résistance rotorique [35].

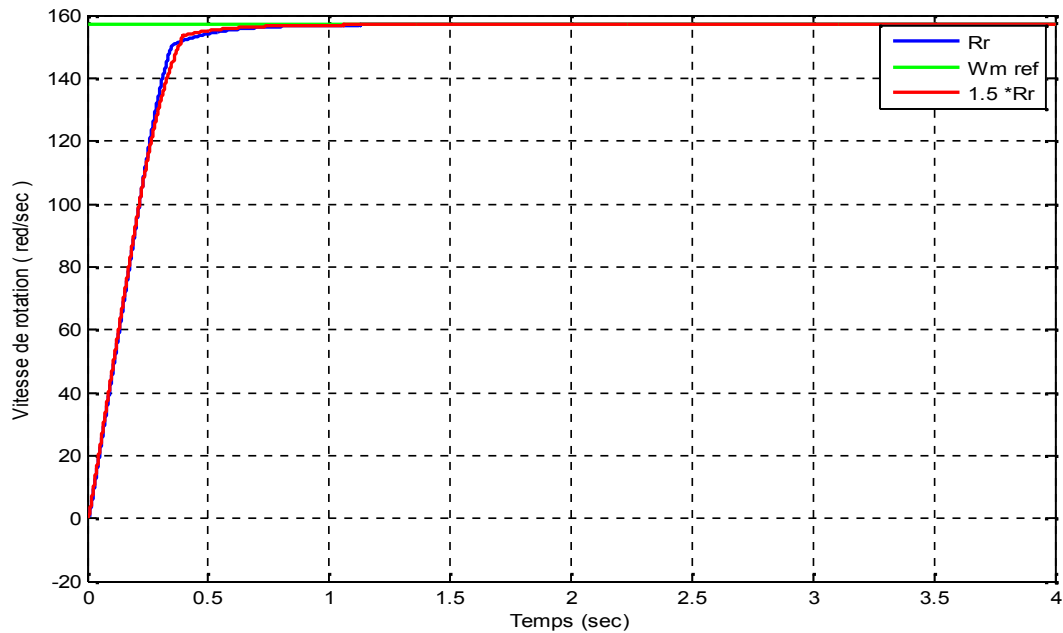


Figure (3-23): Vitesse de rotation.

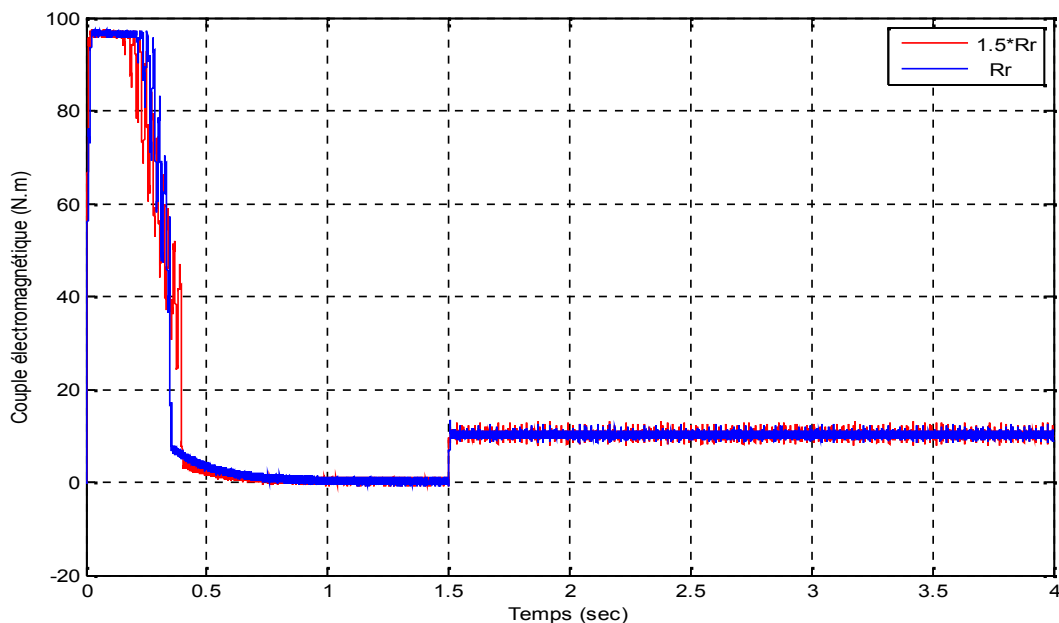


Figure (3-24): Couple électromagnétique.

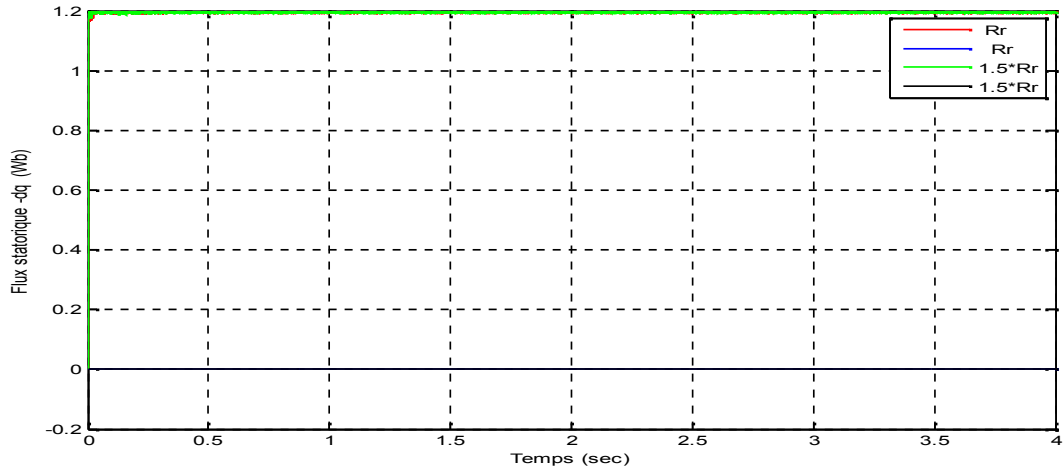


Figure (3-25): Flux statorique (d,q).

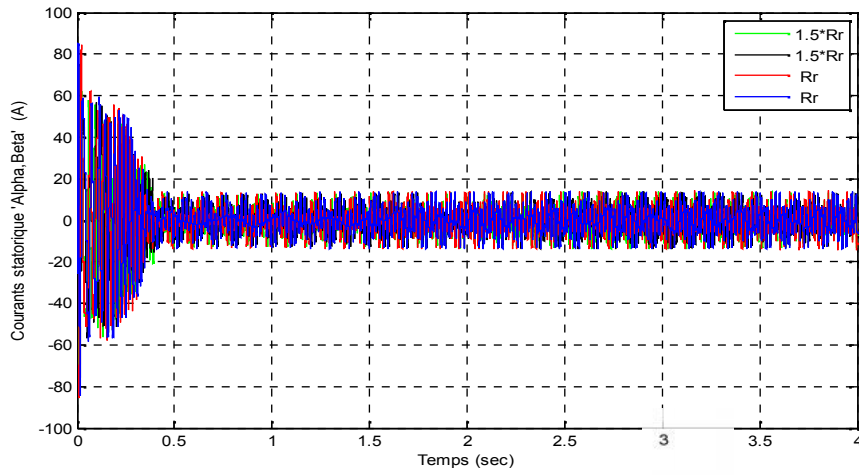


Figure (3-26): Courants statorique ( $\alpha, \beta$ ).

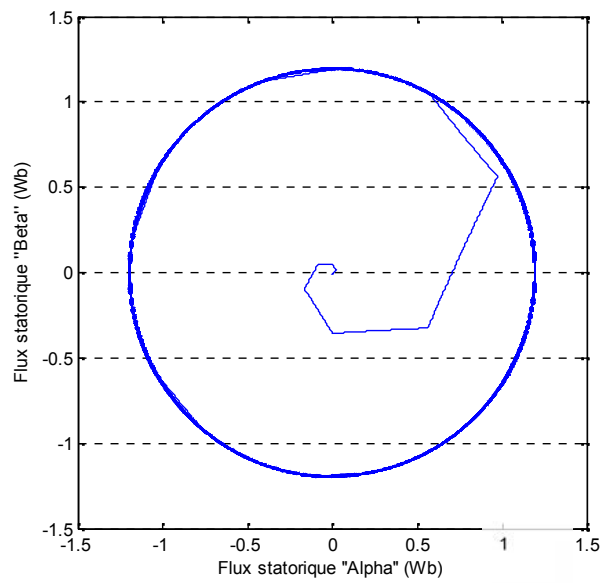


Figure (3-27): Flux statorique ( $\alpha, \beta$ ).

### 3-7.4. Test robustesse de vis-à-vis la variation du moment d'inertie:

Le test de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de la commande DTC face à ces variations au démarrage à vide du MADA suivi de l'introduction d'un couple de charge de 10 N.m à  $t = 2.5$  sec et éliminé à  $t = 3.5$ sec, tout en imposant la vitesse de référence  $\Omega = 157$  rad/sec .La figure (3-28,29,30,31, et 32) représente les résultats de simulation de la dynamique de vitesse, du couple et des composantes du flux statorique du MADA pour la commande DTC ,réglée par le régulateur classique (IP), pour une variation de +50% de la valeur nominale du moment d'inertie [29,37].

D'après ces résultats, on constate que la variation du moment d'inertie influe peu sur la réponse de la vitesse et n'entraîne aucun dépassement. Concernant l'allure du couple, on note que l'augmentation de l'inertie provoque un pic inverse de couple de 16 N.m à  $t = 1.15$ . Pour les allures des composantes du flux statorique, presque aucun changement n'apparaît [35,20].

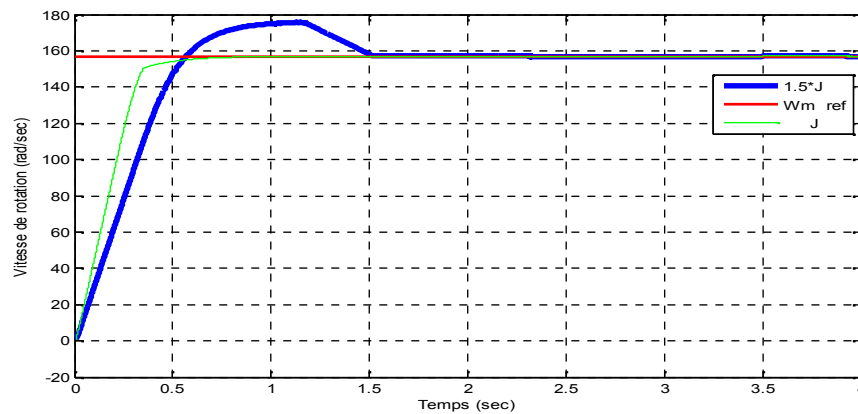


Figure (3-28): Vitesse de rotation.

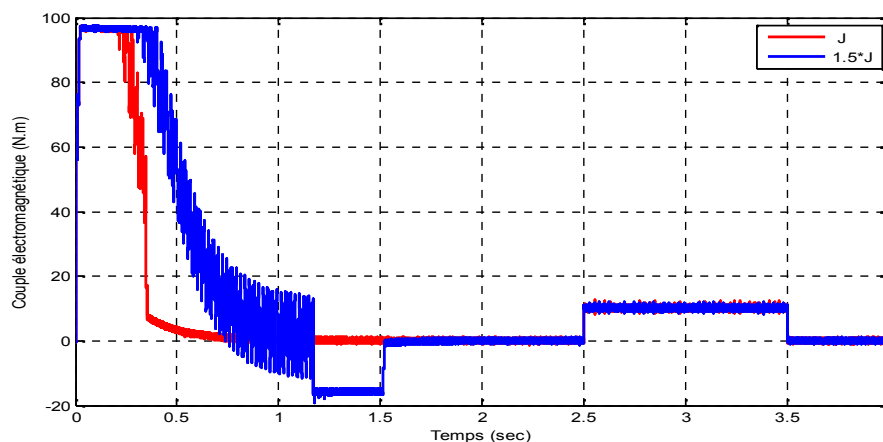


Figure (3-29): Couple électromagnétique.

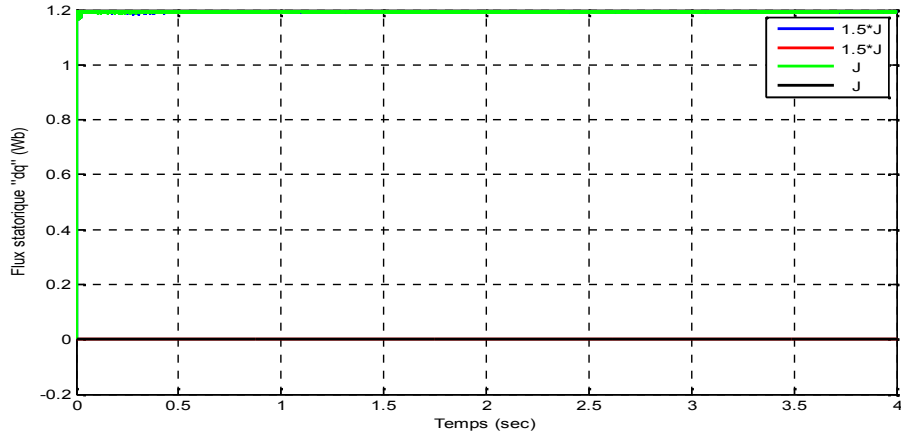


Figure (3-30): Flux statorique (d,q).

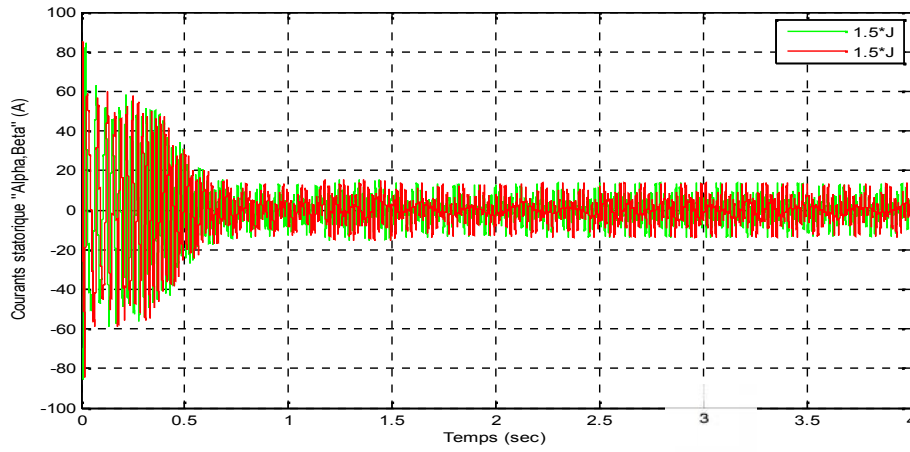


Figure (3-31): Courants statorique ( $\alpha, \beta$ ).

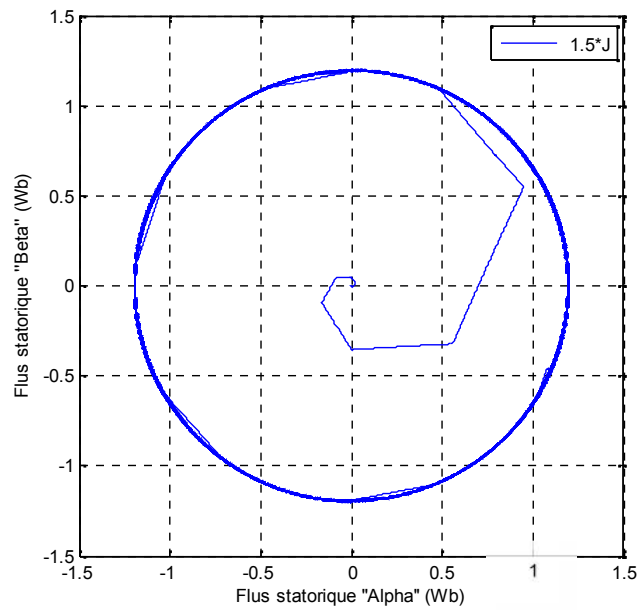


Figure (3-32) : Flux statorique ( $\alpha, \beta$ ).

**3-8. Conclusion:**

Dans cette première partie concernant la commande par DTC de la MADA, les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger de la qualité de la commande. La commande DTC permet d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement ou d'oscillations transitoires. Elle présente également une robustesse contre les variations paramétriques comme la résistance rotorique.

Le choix d'un correcteur à hystérésis malgré sa simplicité est une solution bien adaptée pour la commande directe du couple. L'application de cette commande nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour réduire les ondulations sur le flux statorique et le couple. Cependant, une valeur élevée nécessite une unité de traitement rapide comme une DSP (*Digital signal Processing*).

## Conclusion Générale

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire apporté sur la commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) en guise de solution aux problèmes rencontrés dans la commande vectorielle par orientation de flux (FOC). La DTC est robuste contre les variations paramétriques de la machine, et ne nécessite pas de capteur de position. De plus, elle offre un certain nombre d'avantages considérables par rapport à la commande vectorielle à MLI [38].

Les principes de cette stratégie ont été présentés d'une manière détaillée, avec explication du principe de réglage du flux et du couple électromagnétique.

Comme perspectives, on propose :

- ✚ de tester, sur un banc expérimental, la validité des algorithmes proposés dans ce travail.
- ✚ d'utiliser des onduleurs multi niveaux pour augmenter le nombre de vecteurs de tensions utilisés.
- ✚ d'alimenter les machines par des convertisseurs matriciels.
- ✚ d'introduire le calcul des correcteurs par l'approche  $H_\infty$ .
- ✚ d'appliquer d'autres techniques de commande, telles que : la commande adaptative, les algorithmes génétiques, les réseaux de neurones, linéarisation par le retour d'état etc.
- ✚ d'étudier les machines en régimes dégradé [36].

# ANNEXES

## ANNEXE (A)

### Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation "MADA"

- \*Puissance nominal  $P_n = 0.8 \text{ KW}$
- \*TENSION STATORIQUE NOMINLE  $V_s=220 \text{ Volts}$
- \*TENSION ROTORIQUE NOMINALE  $V_r=12 \text{ Volts}$
- \*NOMBRE DE PAIRES DE POLES  $P=2$
- \*RESISTANCE STATORIQUE  $R_s=1.2$
- \*RESISTANCE ROTORIQUE  $R_r=1.8$
- \*INDUCTANCE STATORIQUE  $L_s = 0.1554 \text{ H}$
- \*INDUCTANCE ROTORIQUE  $L_r = 0.1568 \text{ H}$
- \*INDUCTANCE MUTUELLE  $M = 0.15 \text{ H}$
- \*MOMENT D'INERTIE  $J=0.2 \text{ kg.m}^2$
- \*COEFFICIENT DE FROTTEMENT  $f=0$
- \*LA VITESSE NOMINALE  $N=1420 \text{ tr/min}$
- \*FREQUENCE NOMINALE  $f= 50 \text{ Hz}$

ANNEXE (B)

- Schéma bloc de commande directe du couple (DTC) :

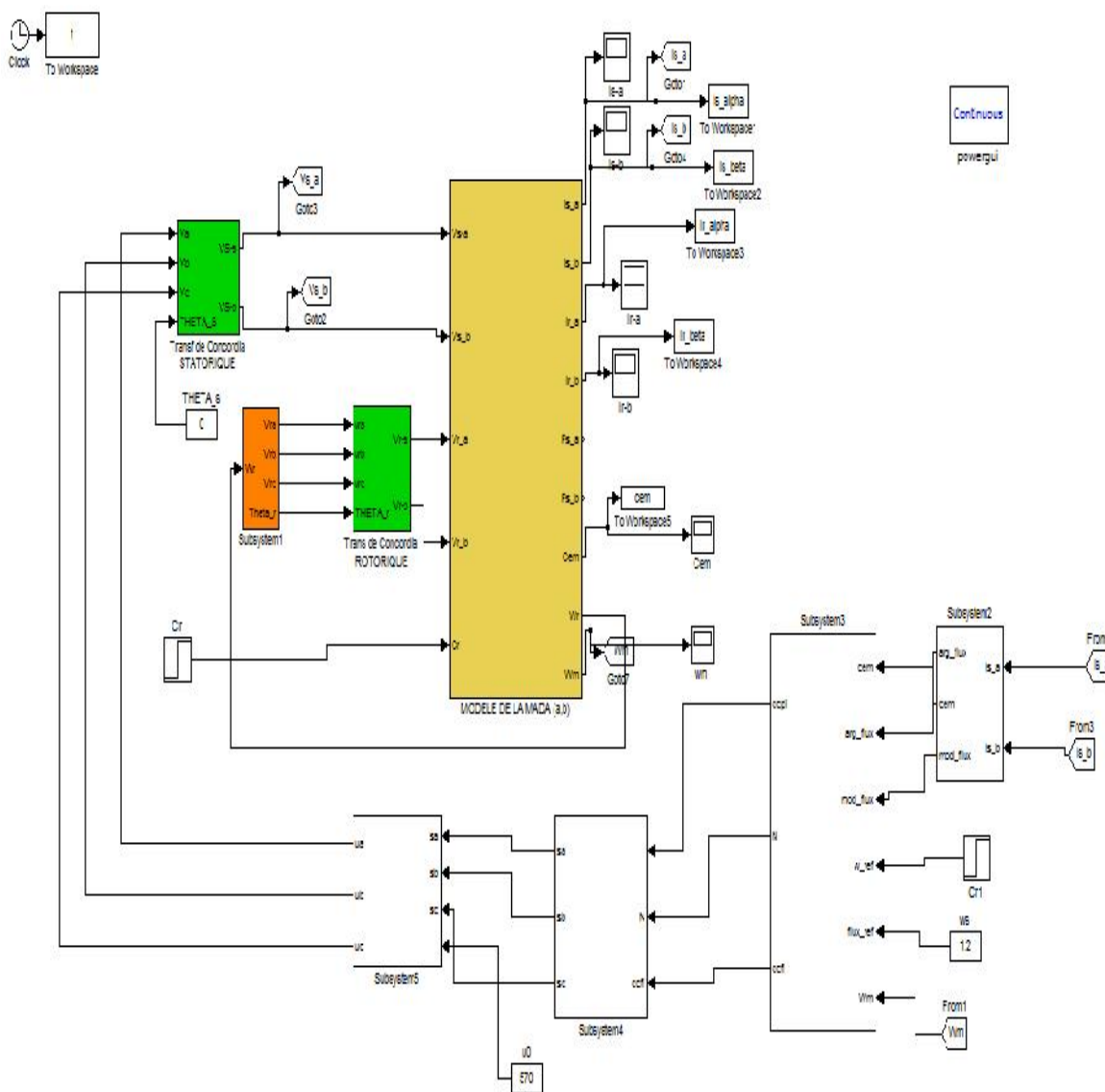
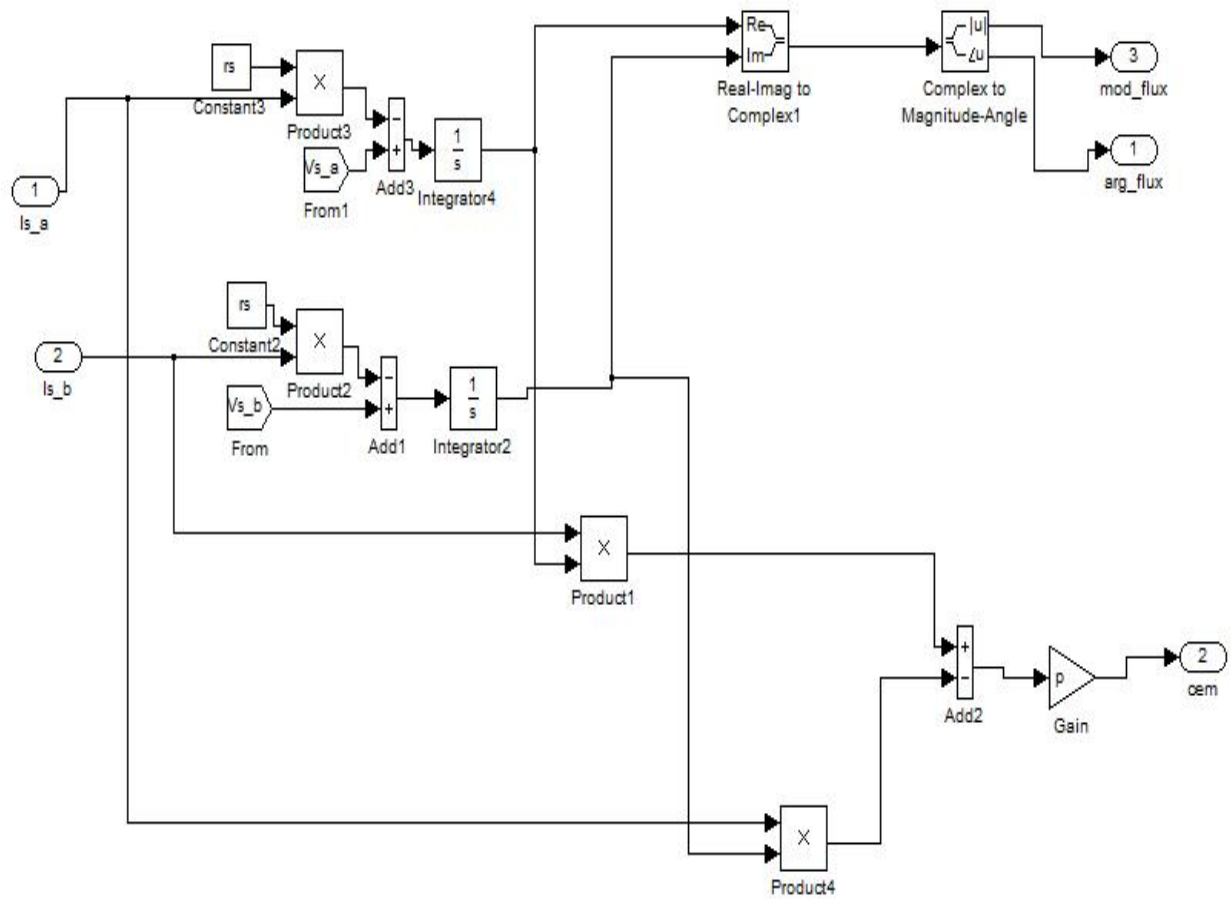
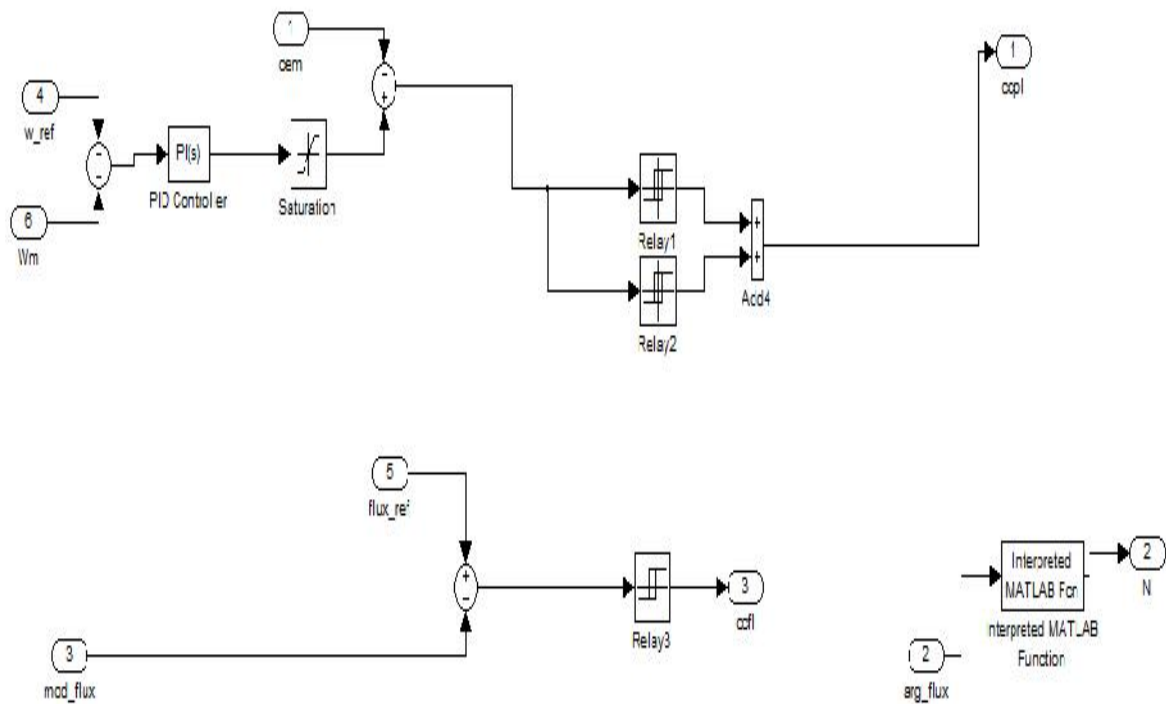


Schéma bloc de commande directe du couple (DTC) du moteur asynchrone à double alimentation.

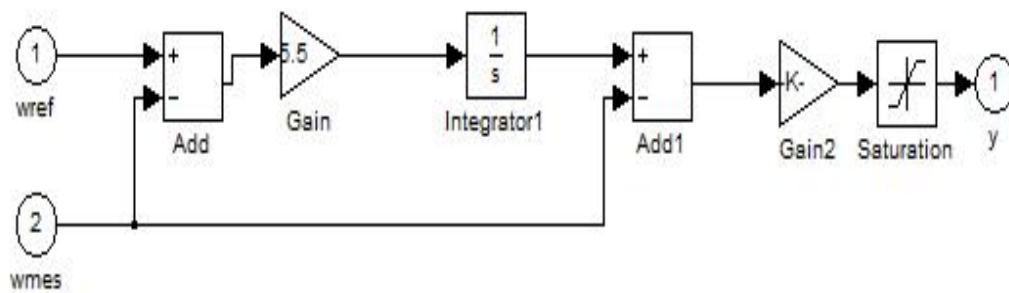
- Schéma de bloc des estimateur de couple et flux :



• Schéma de bloc des régulateurs de couple et flux :



• Schéma de bloc pour le régulateurs de la vitesse :



## **Bibliographie**

- [1] C. Carlos. "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrones", Edition 1, Hermes Science Europe, 2000.
- [2] J. P. Caron, et J. P. Hautier. "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Edition Technique, Paris 1995.
- [3] K. Azzouz, S. Chemouri. "Contribution à l'étude du comportement de la machine asynchrone à double alimentation « MADA » commandée par un onduleur de tension MLI", Mémoire d'ingénieur de l'université Mohamed BOUDIAF de M'Sila, 2004/2005.
- [4] F. Boumaraf. "Commande Intelligente d'une Association Convertisseur Statique Machine Asynchrone à Double Alimentation", Thèse de magister de l'université de Batna 2009.
- [5] S. Drid. "Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation Théorie & Expérimentation", Thèse de doctorat de l'université de Batna, Novembre 2005.
- [6] E. Merabet. "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile". Thèse de magister de l'université de Batna, 2008.
- [7] Y. Elbia. "Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté". Thèse de magister de l'université de Batna, 2009.
- [8] A. Chaiba. "Commande par logique floue de la machine asynchrone à double alimentation en tension". Thèse de magister de l'université de Batna, 2004.
- [9] A. L. Nemmour, "Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation". Thèse de magister de l'université de Batna 2002.
- [10] Bekakra. Y, "Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation MADA par différentes techniques avancées," Mémoire de Magister Universitaire d'El-Oued, 2010.
- [11] Boyette. A, "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne," Thèse de doctorat de l'université de Henri Poincaré, Nancy I, Décembre 2006.
- [12] Ghennam. T, "Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, à base de machine asynchrone à double alimentation," Thèse de doctorat l'Ecole Centrale de Lille et l'Ecole Militaire Polytechnique d'Alger, 2011.
- [13] CHERKAOUI. M, "Contribution a la Modélisation, a l'Etude et a la Commande des Machines Alternatives Application à une Machine Asynchrone à Double Alimentation". Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique de Lorraine. E.N.S.E.M. France. 1990

- [14] B.Fornel. "Machines asynchrones ; commande par contrôle direct de couple". Technique de l'ingénieur, 2003.
- [15] H.Yantour, J.Saadi, A.Khoumsi. "Modélisation et simulation d' une commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone (DTC)" ,Rabat-Maroc.
- [16] A. Hodder. « Double-Fed Asynchronous Motor-Generator equipped with à 3-level VSI Cascade ». Thèse de doctorat. École Polytechnique Fédérale de Lausanne,04.
- [17] F.Bonnet,«Doubly Fed Induction Machine speed drive for hydroelectric power station», Dans : Power Electronics and Applications, 2007. Européen Conférence,07.
- [18] C. François. Génie Électrique. Ellipses, 2004.
- [19] W. Leonhard. *Control of Electrical Drives*. Springer-Verlag editions, Second édition, 2005.
- [20] M.CHERKAOUI."Contribution à la Modélisation, à l'Etude et à la Commande des Machines Alternatives. Application à une Machine Asynchrone à Double Alimentation Thèse de Docteur ès-sciences – Institut National Polytechnique de Lorraine – Janvier 1990.
- [21] C. EL ASMAR. – K. HADDAD. – L.DESSAINT,Modeling of Subsynchronous Cascade in Steady State Using Doubly Fed Machine Theory IMACS-TC1,Ecole Polytechnique de Montréal, pp.177-181, July 7<sup>th</sup> to 9<sup>th</sup> 1993.
- [23] Y.Bekakra."Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation par différentes technique avancées". Thèse de magister. centre université d'El-oued,2010.
- [24] B.Fornel." Machines asynchrones; commande par contrôle direct de couple". Technique de l'ingénieur, D3623, 2003.
- [25] François BONNET," Contribution à l'Optimisation de la commande d'une machines asynchrones à double alimentation en mode moteur,Thèse de doctorat L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE,2008 .
- [23] R.Bojoi, F.Farna, G.Griva, F.Profumo and A. Tonkoni."Direct torque control for dual three phase induction motor drive". IEEE transactions on industry applications, vol.41, n°6, November/December 2005.
- [24] I. Takahashi and T. Noguchi."A new quick response and high efficiency control strategy of induction motor ". IEEE Trans.Ind. Electron., IE-22, Sept./Oct. 1986.
- [25] I.Takahashi, S. Asakawa." Ultra-wide speed control of induction motor covered 10A6 Rang". IEEE Trans. Ind. Applicat. IA-25:227-232, 1987.
- [26] T.G. Habetler, D.M. Divan."Control strategies for direct torque control using discrete pulse Modulation", IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-27(5): 893-901, 1991.

- [28] S. Sarray."Étude et simulation d'une commande directe de couple pour l'entraînement électrique d'une machine asynchrone". Thèse de maitrise en génie de la production automatisée M.ING doctorat Montréal/ décembre 2000.
- [29] J. Bonal, G.Séguier. "Entraînements électriques à vitesse variable". Volume 2, Lavoisier,1998
- [30] T. Lameche."Développement et Implémentation par Logique Floue d'une Commande DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM ". Thèse de Magister, Université de Sétif, 2003.
- [31] J. Faiz, Mohammad Bagher, B. Charifian, A. Keyhani, and A. Bogda Poca , Sensorless IEEE, transactions on "Direct Torque Control of Induction Motors Used in Electric Vehicle", energy conversion. Vol. 18, n°.1, March.2003.
- [32] A. Derbane ," Contrôle Direct du Couple de la Machine Asynchrone à Aimants Permanents Basé Sur la Logique Floue ou les Réseaux de Neurones", Thèse Magister, L'EMP, 2002.
- [33] Y.A.Chapuis ,"Commande Directe Du Couple D'une Machine Asynchrone Par Le Contrôle Direct De Son Flux Statorique", Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.
- [34] M.F.Rahman, L. Zhong, and M.E.Haque, Voltages witching Tables for DTC controlled Issue Interior Permanent Magnet Motor ",Journal of electrical and electronics engineering, special on power Engineering, Vol.20.No.1.pp.1-7, Australia, 2000.
- [35] M.Kadjoudj, C.Ghennai, C. Bouchareb, and N.Golea,"Variable band hysteresis controller for direct torque control of PMSM Drive", In proceeding of MS'02 conference, Girona, Spain,2002.
- [36] L.Benalia,"Commande En Tension Des Moteurs à Induction Double Alimentes",Thèse de Doctorat ,Université de Batna,2010.
- [37] K. Merouani, A. Kheloui," Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par PC ", Conférence Internationale ICEE,2000.
- [38] R. Zaimenddine," Contrôle Direct Du Couple D'une Machine Asynchrone Alimentée par Onduleurs Multi-Niveaux", Thèse de Doctorat, Ecole nationale polytechnique.2007.