

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

FACULTE : TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N° : CE° 12



**DOMAINE : SCIENCES ET
TECHNOLOGIES**

**FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE**

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

Par: BERRA Turkiya Amina

DJEDI Noura

Intitulé

**La Commande Directe du Couple d'une
Machine Asynchrone à Double Alimentation**

Soutenu devant le jury composé de:

Mr. KHODJA Djalal	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Mme. BELOUNIS Ouassila	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Mr. LALLOUANI Hellali	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Année universitaire: 2018 / 2019

remerciement

*Avant tout je remercie **ALLAH**, Le tout puissant de m'avoir donné le courage, la volonté, la patience, et la santé durant toutes ces années. On adresse mes sincères remerciements à toutes mes enseignants de L'université de M'sila, notamment à mon encadreur **Dr. BELOUNIS OUASSILA**, enseignant à l'Université de M'sila d'avoir proposé le sujet sur lequel j'ai travaillé, et qui a assuré la direction et l'encadrement du travail présenté dans cette mémoire.*

On tient à exprimer notre gratitude aux membres de jury qui ont bien voulu examiner ce travail.

*travers ce mémoire, j'adresse mes reconnaissances aux enseignants qui ont contribué à la formation de notre connaissance depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui. Notamment **HANI BENGASSMIA**, enseignante à l'Université de M'sila, pour nous encourage à réaliser ce travail.*

Aussi pour leur soutien moral.

*Je remercie beaucoup le **Pr BARKAT Saïd** professeur à l'Université de M'sila.*

*Et le **Pr MD. CHIKOUCHE Tarik** professeur à l'Université de Saida.*

*Nous remercions vivement mes enseignants : **RIYAD ROUABHI** et **Mr KHODJA** et **ALLOUANI** à l'Université de M'Sila pour leurs aides, le professeur à l'Université de M'sila urs conseils et leurs encouragements pour achever ce travail. Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de loin à réaliser ce travail.*

Mes vives salutations

Dédicace

*Je dédie ce mémoire à mes très chers parents
pour leurs soutien moral et financier,, pour leur
encouragements et pour les sacrifices qu'ils ont
endurés*

dans les moments les plus ardu.

A mes frères sur tout A. Rahim

Et à toute la famille Berra et Kharkhache

Et mes amis.

A tous mes collègues de

la promotion 2019

Berra Turkiya Amina

SOMMAIRE
LISTE DES FIGURES
LISTE DES TABLEAUX
NOTATION

Sommaire

Introduction générale..... 1

CHAPITRE I:Etude de l'état de l'art de la MADA

I.1.Introduction 3

I.2. Machine asynchrone à double alimentation 3

 I.2.1. Description générale de la MADA 3

 I.2.1.1 Structure de la MADA..... 3

 I.2.2.Classification des machines asynchrone double alimentation..... 4

I.3. Principe de fonctionnement (MADA) 4

I.4. Modes de fonctionnement de la MADA 6

 I.4.1. Fonctionnement en moteur hyposynchrone 6

 I.4.2. Fonctionnement en mode moteur Hyper-Synchrone 7

 I.4.3. Fonctionnement en mode générateur Hypo-Synchrone..... 7

 I.4.4. Fonctionnement en mode générateur Hyper-Synchrone..... 8

I.5. Avantages et inconvénients de la MADA 9

 I.5.1. Avantages de la MADA..... 9

 I.5.2. Inconvénients de la MADA 10

I.6.Conclusion..... 10

CHAPITRE II : Modélisation de la MADA et de son Alimentation

II.1.Introduction 12

II.2 Hypothèses Simplificatrices 12

II.3 Modèle triphasé de la machine asynchrone double alimentéMADA 13

 II.3.1 Représentation de la machine asynchrone dans l'espace électrique 13

 II.3.2 Equations électriques et magnétiques de MADA 13

 II.3.3 Equations mécaniques 14

II.4 Modèle diphasé de la machine MADA 15

 II.4.1 Transformation de Park 15

 II.4.2 Equations électriques de la MADA dans le repère (d;q) 15

 II.4.3 Equations magnétiques de la MADA..... 16

 II.4.4 Equations mécaniques de la MADA..... 16

 II.4.5 Mise sous forme d'équation d'état 17

II.5 Résultats de simulation numérique du système..... 17

 II.5.1 Résultats de simulation fonctionnement moteur (MADA) 18

 II.5.2 Interprétation des résultat..... 20

 II.5.3 Résultats de simulation fonctionnement générateur (GADA) 21

II. 5.4 Interprétations des résultats	24
II.6 Association MADA convertisseur	24
II.6.1 Modélisation de l' onduleur.....	24
II.6.2 Onduleur de tension.....	24
II.6.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion.....	25
II.7 Conclusion	28

CHAPITRE III: La commande vectorielle de la MADA

III.1 Introduction	29
III.2. Le principe de la commande vectorielle de la MADA.....	29
III.3. Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique.....	30
III.3.1 Choix du référentiel pour le modèle diphasé	30
III.3.2 Relation entre les courants statoriques et les courants rotoriques	31
III.3.3 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques.....	31
III.3.4 Relations entre les tensions rotoriques et les courants rotoriques.....	32
III.3.5 Type des régulateurs utilisés.....	34
III.4. Les types de commande véctorielle.....	36
III.4.1. Commande directe.....	36
III.4.2 Commande véctorielle indirecte	37
III.4.2.1Commande en boucle ouverte	37
III.4.2.2 Commande en boucle fermée.....	38
III.5. Résultats de simulation.....	39
III.5.1. Résultat de simulation sans onduleur	40
III.5.1.1Interprétation des résultats	42
III.5.2. Résultat de simulation avec onduleur	43
III.5.2.1Interprétation des résultats	45
III.6. Conclusion	45

CHAPITRE IV: Contrôle direct du couple (DTC) de la MADA

IV.1. Introduction	47
IV.2 .Principe de la commande directe du couple(mode générateur)	47
IV.2.1Les caractéristiques générales d'une commande direct ce couple.....	48
IV.2.2 Avantages de la commande DTC	48
IV.2.3 Inconvénients de la commande DTC.....	49
IV.3 Stratégie de la commande directe du couple	49
IV.3.1 Fonctionnement et séquences de l'onduleur.....	50
IV.4. Contrôle de flux rotorique et du couple électromagnétique	52
IV.4.1. contrôle du vecteur flux rotorique.....	52
IV.4.2 Contrôle du couple électromagnétique de la machine	54
IV.4.3 Sélection du vecteur tension (V_r)	56
IV.4.4 Estimation du flux rotorique.....	57
IV.4.5 Estimation du couple électromagnétique.	58

IV.5 Elaboration des contrôleurs de flux et du couple	59
IV.5.1 Contrôleur de flux à deux niveaux.	59
IV .5.2 Correcteur du couple à deux niveaux.....	60
IV.6. Elaboration de la table de commutation	60
IV.6.1.Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple.....	62
IV.6.1.1 Table de commutation avec les vecteurs tension actifs.....	62
IV.6.1.2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension nuls	62
IV.7. Schéma de la commande directe du couple.....	63
IV.8 Résultats de simulation	65
IV.8.1 Interprétation des résultats.	67
IV.9. Conclusion	67
Conclusion générale	68

Liste des figures

Figure. I.1 Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA	4
Figure. I.2 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone	7
Figure. I.3 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone	7
Figure. I.4 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.....	8
Figure. I.5 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.....	9
Figure II.1 Représentation de la Machine asynchrone à double alimentation.	13
Figure II.2 Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.....	15
Figure.II.3 Les composants du flux sratoriques et rotoriques	18
Figure.II.4Les coumposants du courants statoriques et rotoriques	19
Figure.II.5 Les courants statoriques et rotoriques triphasés	20
Figure. II.6 La vitesse mécanique et le couple électromagnétique	20
Figure. II.7 Les composantes du courants statoriques et rotorique.....	21
Figure. II.8 Les composantes du flux statoriques et rotoriques.....	22
Figure.II.9 Les puissances statoriques active et réactive et apparant et le couple électromagnétique	23
Figure.II.10 Les courants rotoriques triphasés I(a,b,c)	24
Figure.II.11 Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	25
Figure.II.12 Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.....	27
Figure III.1 Principe de la commande vectorielle	29
Figure III.2 Orientation de l'axe d sur le flux statorique	30
Figure.III.3.Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances.....	34
Figure III.4 Schéma de la régulation	35
Figure III.5 : Schéma bloc de la commande directe	37
Figure III.6 : Schéma bloc de la commande indirecte en boucle ouverte	38
Figure III.7 : Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée	39
Figure III.8: La puissance active et réactive statorique et sont référence	40
Figure III.9 : Les composantes du fmuX statoriques et rotorique	40
Figure III.10 : Les composantes du courant statorique et rotorique.....	41
Figure III.11 : Les courants rotoriques triphasés et le couple électomégnetique	42
Figure III.12 La puissance active et réactive statorique et sont référence	43

Figure III.13 Les composants du courant rotorique	43
Figure III.14 Les composants du courant et du flux statorique	44
Figure III.15: Les courants statoriques et rotorique des phases (A, B, C) quadrature et directes avec zoom	45
Figure. IV.1 :Structure de la commande du système de conversion d'énergie	48
Figure. IV.2: Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux	52
Figure IV.3 : Application d'un vecteur rotorique qui permet d'augmenter le module du flux rotorique	53
Figure IV.4 Application d'un vecteur tension rotorique qui permet diminuer le module du flux rotorique	53
Figure. IV.5: Trajectoire du flux rotorique.	54
Figure. IV.6 : Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension	55
Figure. IV.7 : Choix du vecteur tension.....	57
Figure. IV.8 : Contrôle à hystérésis à deux niveaux.....	59
Figure. IV.9 : Correcteur du couple à trois niveau	60
Figure.IV.10 Schéma de la commande directe du couple	64
fig.ureIV.11 Evolution du couple électromagnétique	65
Fig.ureIV.12 Évolution du flux rotorique estimé	66
Fig.ureIV.13 Évolution du trajectoire du flux rotorique ($\varphi_{\alpha\beta}$) estimé	66
Figure.IV.14 Zoom du trajectoire du flux rotorique estimé.....	67

Liste des tableaux

Tableau.I.1: Modes opérationnels de la MADA.	9
Tableau.IV.1: Table de vérité de l'onduleur de tension.....	51
Tableau.IV.2: Table de commutation généralisée.....	61
Tableau.IV.3: Table de commande du flux.....	61
Tableau.IV.4: Table de commande du couple.	61
Tableau.IV.5: Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension non nuls.	62
Tableau.IV.6: Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension nuls.	63

Notations et Symbole :

MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation.

GADA : Générateur Asynchrone à Double Alimentation.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

PWM: Pulse-Width Modulation.

DTC: (Direct Torque Control).

DFIM: Doubly-fed induction machine.

d , q : Indice des composantes orthogonales directs et en quadrature.

V_s : La tension simple statorique.

V_r : La tension simple rotorique.

I_s : Le courant de phase statorique.

I_r : Le courant de phase rotorique.

φ_s : Le flux statorique.

φ_r : Le flux rotorique.

L_{ss} : L'inductance propre de phase statorique.

L_{rr} : L'inductance propre de phase rotorique.

M_s : L'inductance mutuelle entre les phases statoriques.

M_r : L'inductance mutuelle entre les phases rotoriques.

$[M_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator- rotor.

$[M_{rs}]^T$: La matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage rotor- stator.

M_{max} : L'inductance mutuelle maximum entre une phase statorique et une phase rotorique.

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant.

f :Le coefficient de frottement visqueux.

Ω : La vitesse de rotation.

J : L'inertie des parties tournantes.

P : Le nombre de paires de pôles.

(θ) : L'angle entre le repère du système triphasé à transformer.

$[p(\theta)]$: Matrice de transformation de park .

$V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}$: Les tensions statoriques et rotoriques directes et en quadrature du système diphasé.

ω_r, ω_s : Les pulsations des grandeurs électriques statoriques et rotoriques.

$\varphi_{qs}, \varphi_{ds}, \varphi_{qr}, \varphi_{dr}$: Les flux statoriques et rotoriques directs et en quadratures.

R_s et R_r : Sont respectivement les résistances des enroulements statoriques et rotoriques.

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

M : L'inductance mutuelle.

P_s, Q_s : Les puissances actives et réactives statoriques.

P_r, Q_r : Les puissances actives et réactives rotorique.

$\alpha, \beta, \gamma, \delta$: Sont des constants.

f_r : Fréquence des grandeurs rotorique.

f_s : Fréquence des grandeurs statorique.

a, b, c : Indice correspondants aux trois phase a , b, c.

CV: Commande Vectorielle.

g : Glissement.

V_{ao}, V_{bo}, V_{co} : Les tensions d'entrée entre le point milieu et le point considéré.

V_A, V_B, V_C : Les tensions de phase.

V_{on} : La tension fictive entre le neutre.

f_p : La fréquence de porteuse.

f_s : La fréquence de la tension de référence.

m : L'indice de modulation.

r : Le taux de modulation.

FTBO : Fonction de Transfer en Boucle Ouverte.

FTBF : Fonction de Transfer en Boucle Fermée.

I_{ds}, I_{qs} : Les courants statoriques directs et en quadratures dans le repère de PARK.

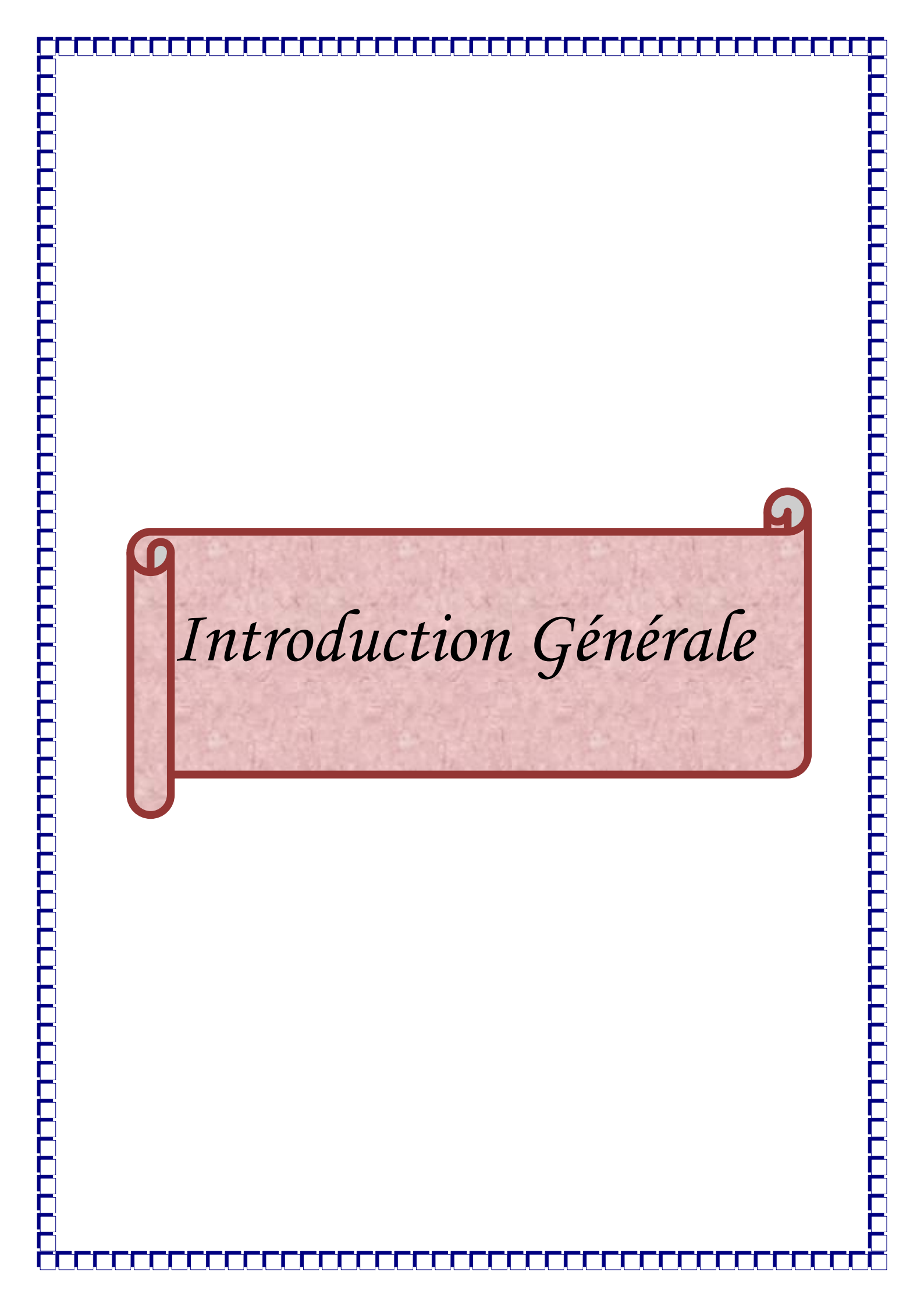
K_i : Le gain intégral du régulateur.

K_p : Le gain proportionnel du régulateur.

γ : L'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

Cflx: Correcteur du flux.

Ccpl: Correcteur du couple.



Introduction Générale

Introduction générale

De nos jours, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Cette dernière et grâce au développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes présente une solution idéale pour les entraînements à hautes puissances et à vitesse variable [1]. L'application potentielle de la MADA a été un sujet de recherche le long de la dernière décennie. L'association des machines asynchrones à double alimentation à des convertisseurs statiques permet de donner différentes stratégies de commande et présente un autre avantage d'utilisation de ces machines. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse.

Ce fonctionnement présente la machine asynchrone à double alimentation comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée. De plus, la présence d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau [2].

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 [37].

Les derniers développements de commande pour la machine asynchrone à double alimentation ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux rotorique et le couple électromagnétique à partir des grandeurs mesurés sans l'intervention de capteur mécanique [34].

Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées à la machine asynchrone doublement alimentée, le contrôle vectoriel par orientation du flux statorique présente un certain nombre d'inconvénient.

La commande directe du couple vient pour pallier les inconvénients inhérents de la commande vectorielle [36], dont fera l'objectif de notre travail.

Le présent travail s'oriente principalement vers la modélisation et la commande de la machine asynchrone doublement alimentée. Pour ce faire, on a adopté le plan de travail suivant :

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous présentons un état de l'art de la machine asynchrone à double alimentation, ainsi qu'un bilan de ses avantages et de ses inconvénients et les performances apportés par cette machine, dans les différents domaines d'application. Notre choix s'est orienté vers une configuration utilisant un onduleur à deux niveaux.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation d'une modélisation détaillée de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) permettant l'étude de son comportement dynamique, le modèle adopté est basé sur la transformation de Park.

Le troisième chapitre présente une stratégie de commande vectorielle classique en puissances active et réactive statoriques appliquée au MADA, il sera alors possible de donner des valeurs de consignes indépendantes pour la puissance active et la puissance réactive, ceci nous offre la possibilité de régler en permanence la valeur de la puissance réactive que la machine va fournir au réseau. Les performances de cette commande vectorielle seront montrées par des résultats de simulation.

Le quatrième chapitre expose la commande DTC (Direct Torque Control) appliquée au convertisseur à deux niveaux de tension côté MADA. Ce type de commande considère le convertisseur associé à la génératrice comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple [23].

Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce travail et des perspectives espérées sur les travaux futurs dans ce domaine de recherche.

Chapitre I

Etat de l'art de la (MADA)

I.1 Introduction

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) ou doubly-fed induction machine (DFIM) est, comme son nom l'indique, une machine triphasé à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessible, dans les quels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers ces enroulements [3].

Ce type de machine nécessite une seule source d'alimentation alternative qui peut alimenter les deux côtés de la machine et ceci constitue un avantage principale surtout dans les domaines de l'entraînement et de la génération à vitesse variable et ou le glissement de la machine à double alimentation peut être modifié au moyen de l'association des convertisseurs de puissance du coté statorique ou rotorique ou bien les deux à la fois [3].

L'objectif de ce chapitre est de mener un état de l'art sur la MADA et les différents techniques, de commande, concernant ses modes de fonctionnement et les différentes associations statique utilisées pour une machine asynchrone à double alimentation MADA, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine.

I.2 Machine asynchrone à double alimentation

I.2.1 Description générale de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) se compose principalement de deux parties. Le stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classique, et le rotor tourne a l'intérieur de la cavité de la machine et est séparé du stator par un entrefer. En principe les circuits électriques du stator sont constitués de trois enroulements identiques couplés en étoile (ou en triangle) à la seule différence est que celui du rotor est relié aux bagues sur les quelles glissent des balais.

Cette machine peut fonctionner comme générateur ou moteur. Le stator de la MADA connecté directement au réseau et le rotor et connecté par à un onduleur [4].

I.2.1.1 Structure de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation 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 les quelles viennent s'insérer les enroulements [1], [2].

L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulement triphasés disposés

de la même manière que les enroulements statoriques (rotor bobiné) [5], [6]. Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator raccordé en étoile et dont l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague et permet une connexion externe des bobinages au rotor. Cette connexion est une liaison d'alimentation externe qui permet de réaliser un contrôle des grandeurs rotoriques comme la montre la figure (I.1).

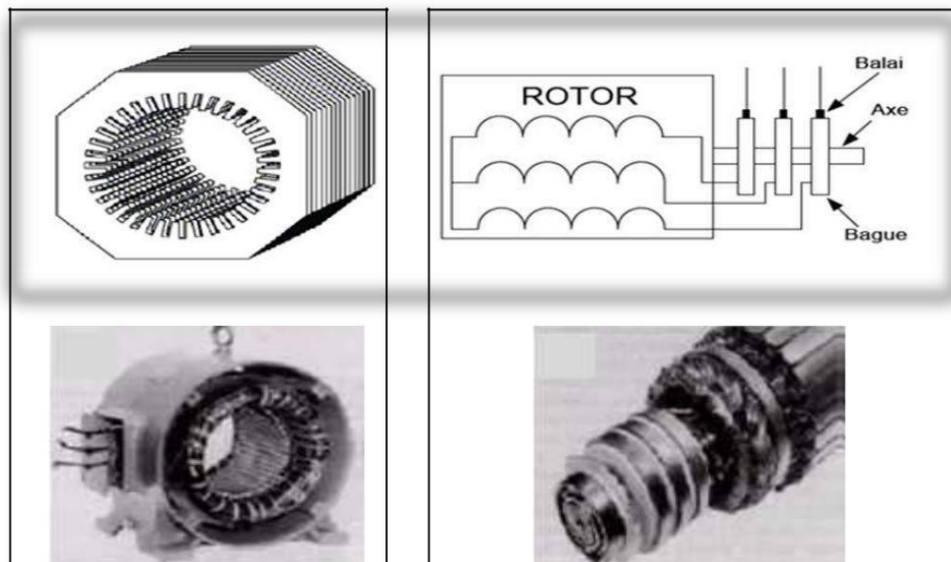


Fig.I.1 Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA [38].

I.2.2 Classification des machines asynchrone double alimentation

On peut site les différents machines à double alimentation par [7] :

- machines à double alimentation à rotor bobiné.
- machines à double alimentation en cascade asynchrone.
- machines à double alimentation sans balais.

I.3 Principe de fonctionnement (MADA)

Pour expliquer son principe de fonctionnement, en négligeant toutes les pertes. La puissance P_s est fournie au stator et traverse l'entrefer, une partie de cette puissance fournie, $(1-g) \cdot P_s$, est retrouvée sous forme de puissance mécanique, le reste $g \cdot P$ sort par les balais sous forme de grandeurs alternatives de fréquence $g \cdot f$. Ces grandeurs, de fréquence variable, sont transformées en énergie ayant la même fréquence que le réseau électrique, auquel elle est renvoyée, par l'intermédiaire du deuxième convertisseur. Donc le réseau reçoit $(1+g)P$ [29],[4].

Une fois connecté au réseau, un flux magnétique tournant à vitesse fixe apparaît au stator. Ce flux dépend de la reluctance du circuit magnétique, du nombre de spires dans le bobinage et donc du courant statorique. Pendant la rotation, le flux magnétique généré par le stator crée des f.é.m dans le bobinage du rotor.

Dans le cas où les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, le rotor tourne à la vitesse de glissement (ω_g) par rapport au stator.

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.1})$$

Avec:

ω_s , ω_r et ω_g : sont respectivement, les pulsations (fréquences de rotation): statorique, rotorique et de glissement.

D'autre part, la relation qui relie la fréquence du stator et celle du rotor, est donnée par [8] :

$$f_r = g \cdot f_s \quad (\text{I.2})$$

Avec:

g : le glissement de la machine.

f_s, f_r et f_{sr} sont la fréquence du stator, du rotor et de glissement respectivement.

Dans ce cas, le glissement est défini par la relation suivante:

$$g = \frac{f_r}{f_s} = \frac{\omega_g}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{I.3})$$

Selon l'équation (I.3), on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement [38]:

Régime stationnaire: ($\omega_r = 0 \Rightarrow g = 1$)

Dans ce cas seul le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s . Par conséquent le rotor est le siège d'une f.é.m. induite mais, il n'y a pas de courant qui circule dans son circuit, donc aucun couple n'existe dans cette machine. Dans ces conditions, le rotor était bloqué et la MADA se comporte comme un transformateur.

Régime hyposynchrone: ($\omega_r < \omega_s \Rightarrow 0 < g < 1$)

Le glissement est positif, cela signifie que le champ tournant créé par les enroulements du rotor tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du stator.

Dans ce cas, la fréquence f_r du rotor commence à décroître et plus la vitesse du rotor s'approche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers 0. De même, la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible pour une vitesse du synchronisme.

✚ Régime synchrone: ($\omega_s = \omega_r \Rightarrow g = 0$)

Lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse du synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas, le rotor tourne avec la même vitesse que celle du flux statorique, donc le rotor ne "voit" aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier par ($\omega_g = 0$) conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor.

✚ Régime hypersynchrone: ($\omega_s > \omega_r \Rightarrow 0 < g < 1$)

Par l'avantage d'accélération, le flux rotorique attrape le flux statorique et le glissement devient négatif, ce que signifie que l'ordre de succession de phase du rotor s'inverse. L'augmentation de la vitesse relative du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor.

I.4 Modes de fonctionnement de la MADA

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 [6].

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, au contraire la MADA 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. La MADA est parfaitement commandable si toute fois 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 quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine [7].

I.4.1 Fonctionnement en moteur hypo-synchrone

- ❖ La puissance est fournie par le réseau au stator.
- ❖ La puissance de glissement est renvoyée au réseau.
- ❖ La vitesse de rotation est inférieure au synchronisme.

- ❖ La machine asynchrone à cage peut être fonctionné ainsi mais la puissance de glissant est Alor dissipée en pertes (Joule) dans le rotor [9].

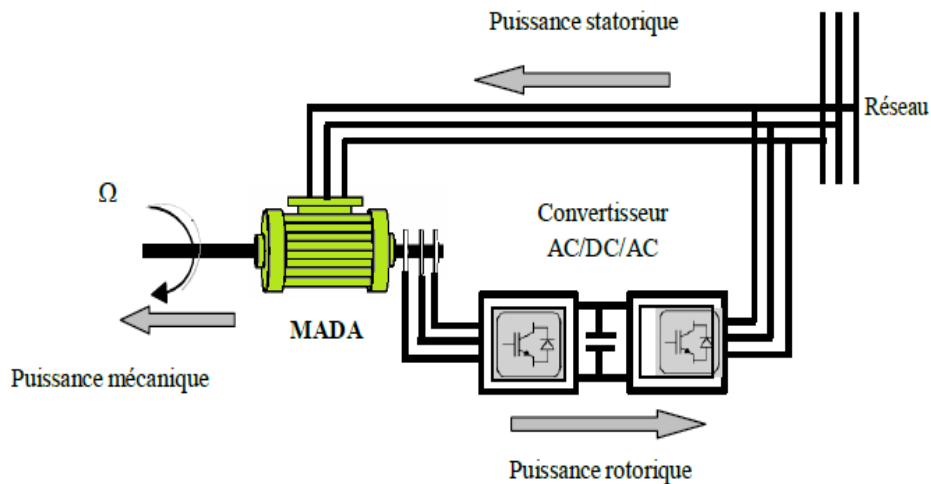


Fig.I.2 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone [9].

I.4.2 Fonctionnement en mode moteur Hyper-Synchrone

- ❖ La puissance est fournie par le réseau au stator.
- ❖ La puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor.
- ❖ La vitesse de la machine au-dessus de la vitesse de synchronisme.
- ❖ La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce fonctionnement [9].

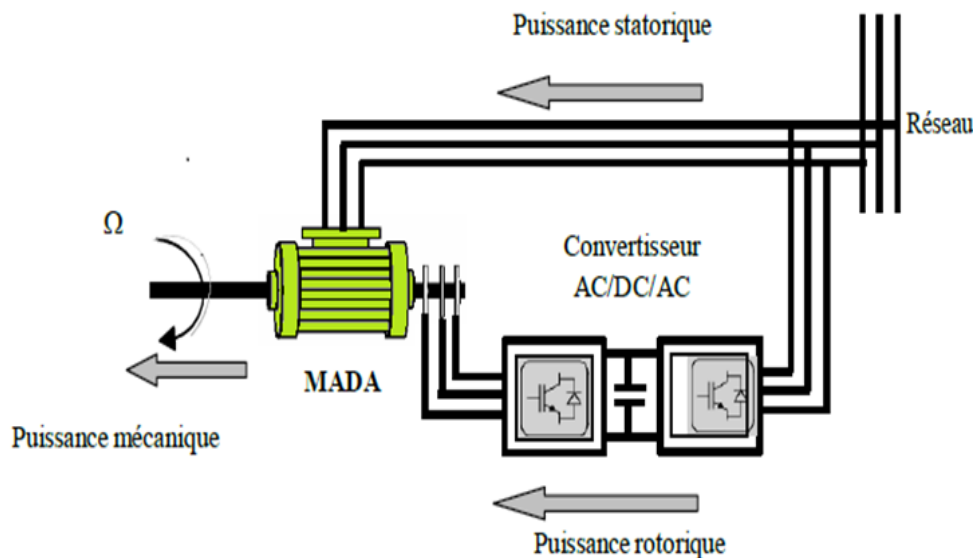


Fig.I.3 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone [9].

I.4.3 fonctionnement en mode générateur Hypo-Synchrone

- ❖ La puissance est fournie au réseau par le stator.
- ❖ La puissance de glissement est aussi fournie par le stator.
- ❖ Le rotor absorbe la puissance du glissement et la direction du champ magnétique est identique à celle du champ du stator.
- ❖ La vitesse de rotation en dessous de la vitesse de synchronisme.
- ❖ La machine asynchrone à cage classique ne peut fonctionner dans ce régime [39].

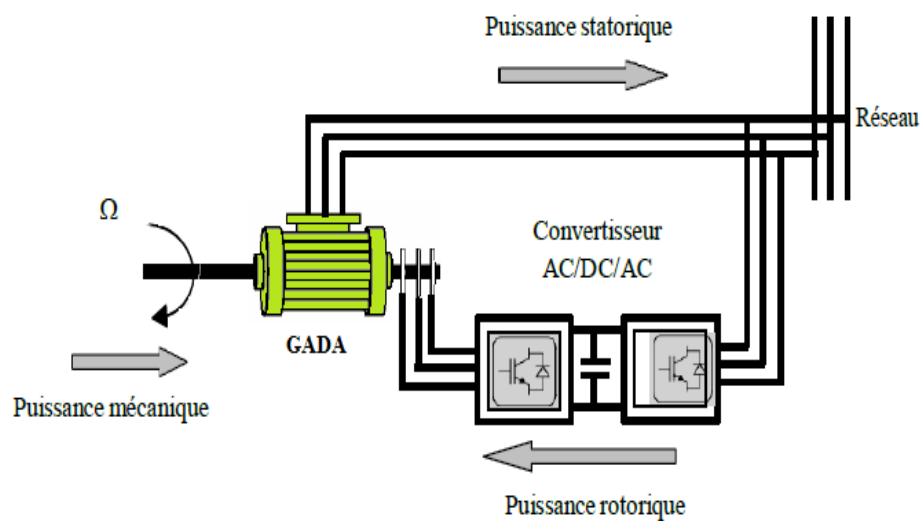


Fig.I.4 fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone [9].

I.4.4 fonctionnement en mode générateur Hyper-Synchrone

- ❖ La puissance est fournie au réseau par le stator.
- ❖ La puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau.
- ❖ la direction du champ magnétique est identique à celle du champ du stator.
- ❖ La vitesse de la machine est au-dessus de la vitesse de synchronisme.
- ❖ La machine asynchrone à cage peut fonctionner dans les mêmes conditions mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [39].

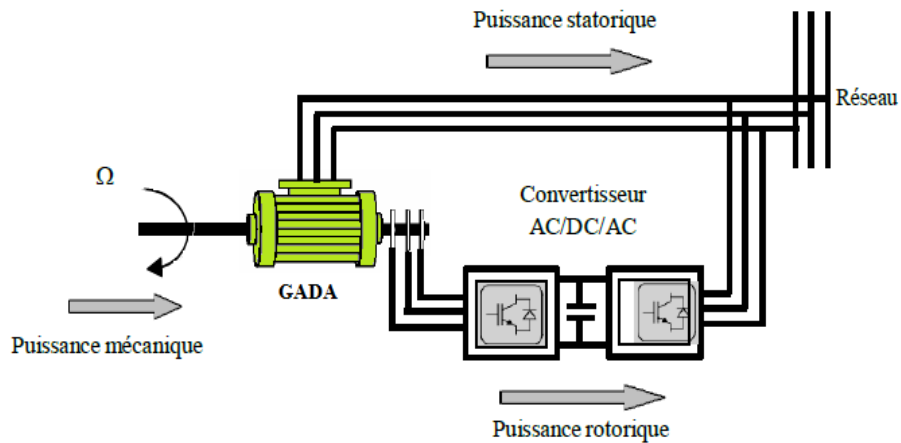


Fig.I.5 fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone [9].

Le tableau I.1 résume les différents modes et régimes de fonctionnement de la MADA dans les quatre quadrants. Le signe moins (-) attribué à une telle puissance signifie que celle-ci est fournie par la MADA, alors que le signe plus (+) est attribué dans le cas où la puissance est fournie de l'extérieure à la MADA.

		Modes	
		Moteur $P_m < 0$	Génératrice $P_m > 0$
Régimes	Hypo synchrone	$P_s > 0$ $P_r < 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$
	Hyper synchrone	$P_s > 0$ $P_r > 0$	$P_s < 0$ $P_r < 0$

Tableau.I.1 Modes opérationnels de la MADA [23].

I.5 Avantages et inconvénients de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation Contient plusieurs avantages et inconvénients [9], [11], [10], [7].

I.5.1 Avantages de la MADA

- La possibilité de fonctionner à couple constant au delà de la vitesse nominale.
- La partage des fréquences entre le stator et le rotor : en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation

du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement.

- La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances.
- Une grande flexibilité et une grande précision lors des contrôles du flux et du couple électromagnétique grâce à l'accès au rotor qui offre la possibilité de contrôler ses grandeurs électriques (courant et tension).
- La possibilité de fonctionner en régime dégradé grâce à la configuration des deux convertisseurs alimentant la machine.
 - Le fonctionnement à vitesse de rotation variable.
 - Le fonctionnement en hypo ou hyper synchronisme offre une large plage de variation de la vitesse.
 - Le transfert bidirectionnel de la puissance rotorique.

I.5.2 Inconvénient de la MADA

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais – bagues.
- Le court total de la machine asynchrone est plus important que celui de la machine à cage.
- Elle nécessite une maintenance périodique.
- 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).

I.6 Conclusion

Dans le présent chapitre, un état de l'art sur les machines asynchrones à double alimentation 'MADA' a été présenté. Aussi, les différents types de la MADA, les différents modes de fonctionnement. Après avoir illustré les avantages et les inconvénients de la MADA, nous avons cité les domaines d'application, où cette machine représente la solution la plus convenable, pour les deux modes de fonctionnement (moteur et génératrice).

Pour bien exploiter la machine à double alimentation dans un tel domaine d'application, la modélisation et la commandes ont nécessaires. Les prochains chapitres sont consacrés à la modélisation et la commande vectorielle de la MADA et la commande DTC.

Chapitre II

*Modélisation de la (MADA)
et Son Alimentation*

II.1 Introduction

Pour réaliser une commande performante d'un système dynamique, nous devons disposer d'un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement réel du système. Pour les machines électriques tournantes, la modélisation nécessite une parfaite connaissance de la structure électromécanique (machine électrique), de la structure électrique (alimentation électrique), et de la structure mécanique (masse tournante, couple résistant, frottement visqueux). En effet, le problème de modélisation est très important pour la conception et l'analyse de ses performances statiques et dynamiques.

La modélisation de la machine asynchrone est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter) peuvent être adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques [12],[13].

Dans le présent chapitre, nous présenterons la modélisation classique de la MADA, ensuite, nous définirons un modèle mathématique de la machine en exprimant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement dans le référentiel triphasé que l'on notera (a, b, c). Nous réduirons l'ordre du système et éliminerons la dépendance qui existe entre les coefficients d'inductances et la position du rotor par la transformation de Park. Cette transformation nous permettra de donner une nouvelle modélisation de la MADA dans le référentiel biphasé de Park noté usuellement (d, q, O).

II.2 Hypothèses Simplificatrices

Avant d'établir le modèle de la machine asynchrone double alimenté MADA, nous rappelons brièvement les hypothèses, désormais classiques, retenues [14]:

1. La machine est de construction symétrique équilibrée (égalité des résistances et inductances statoriques et rotoriques).
2. Le circuit magnétique n'est pas saturé (ce qui permet d'exprimer les flux comme des fonctions linéaires des courants).
3. Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté et les pertes fer et par courants de Foucault seront négligées (seuls les enroulements sont parcourus par des courants).
4. La densité du courant est uniforme dans les conducteurs élémentaires.
5. La force magnétomotrice dans l'entrefer est supposée sinusoïdale (on ne considère que le premier harmonique de l'espace de la distribution de la force magnétomotrice).

II.3 Modèle triphasé de la machine asynchrone double alimenté MADA

II.3.1 Représentation de la machine asynchrone dans l'espace électrique

La machine asynchrone est représentée à la figure (II.1) par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle repère l'axe magnétique de la phase rotorique de référence par rapport à l'axe magnétique fixe de la phase statorique.

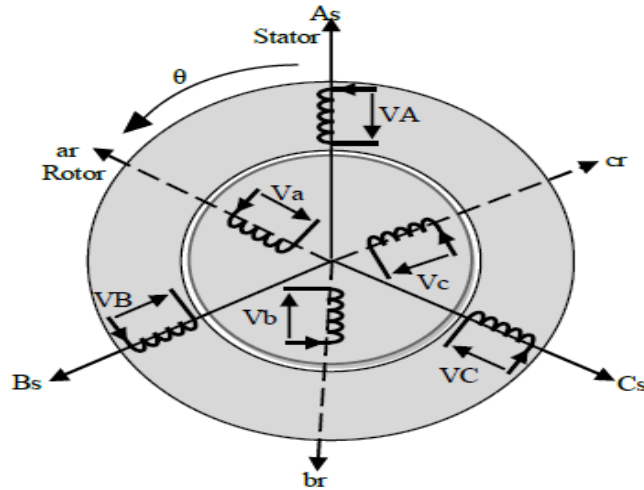


Fig.II.1 Représentation de la Machine asynchrone à double alimentation [22].

Notons que θ caractérise la position du rotor (tournant) par rapport au stator (fixe), d'où, l'appellation de la vitesse angulaire de rotation.

II.3.2 Equations électriques et magnétiques de MADA

$$\begin{cases} [V_s] = \frac{d}{dt} [\varphi_s] + [R_s] \cdot [I_s] \\ [V_r] = \frac{d}{dt} [\varphi_r] + [R_r] \cdot [I_r] \end{cases} \quad (II.1)$$

Avec: $[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}$; $[I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}$; $[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$; $[\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}$

$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}$; $[I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}$; $[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$; $[\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}$

Où R_s et R_r sont respectivement les résistances des enroulements statoriques et rotoriques.

- ✓ V_s, V_r : les tensions simples statoriques et rotoriques.
- ✓ I_s, I_r : les courants de phase statoriques et rotoriques.
- ✓ φ_s, φ_r : les flux respectivement statoriques et rotoriques.

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (II.2)$$

$$\text{Avec: } [L_{SS}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Où :

- L_{SS}, L_{rr} sont respectivement les inductances propres des phases statoriques et rotoriques.
- M_s, M_r : les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques.
- $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$: la matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator- rotor qui est donnée par la formule (II. 3).

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

M_{max} : est l'inductance mutuelle maximum entre une phase statorique et une phase rotorique.

En remplaçant (II.2) dans (II.1), on obtient le système d'équations ci-dessous :

$$\begin{cases} [V_s] = \frac{d}{dt} [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] + [R_s] \cdot [I_s] \\ [V_r] = \frac{d}{dt} [L_r] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] + [R_r] \cdot [I_r] \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

II.3.3 Equations mécaniques :

$$\{ C_{em} - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (\text{II.5})$$

Avec:

- C_{em} : Le couple électromagnétique du la machine.
- C_r : Le couple résistant.
- f : le coefficient de frottement visqueux de la MADA.
- Ω : la vitesse de rotation de l'axe de la MADA.
- J : l'inertie des parties tournantes.

Les équations différentielles (II.4), (II.5) représentent le modèle de la MADA dans le repère (a, b, c) .

II.4 Modèle diphasé de la machine MADA

II.4.1 Transformation de Park

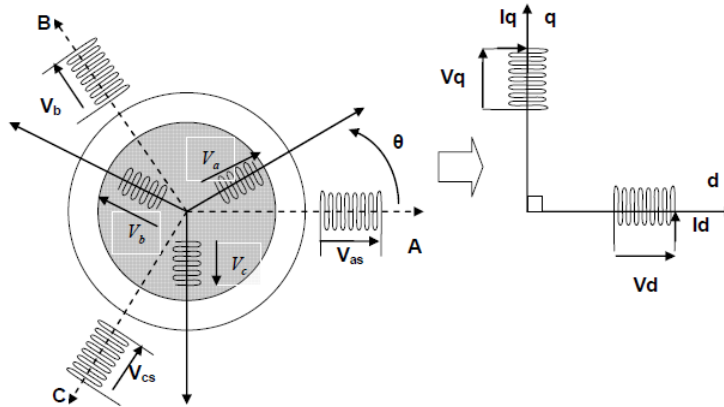


Fig.II.2 Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA [17].

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet la simplification des équations des machines électriques triphasées. Elle permet de passer d'un système triphasé alternatif (repère (a, b, c)) à un système biphasé (repère (d, q)), et obtenir un système d'équation à coefficients constants. [11],[15],[16].

La matrice de transformation de Park (θ) est :

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

- ❖ $[p(\theta)]$: permet la conservation des puissances lors du passage du système triphasé au système biphasé.
- ❖ (θ) : l'angle entre le repère du système triphasé à transformer et le repère de Park.

II.4.2 Equations électriques de la MADA dans le repère (d,q)

Le repère fixe au champ tournant appelé référentiel tournant à la vitesse de pulsation synchrone où: $\theta_s = \theta_r + \theta \rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \rightarrow \omega_s = \omega_r + \omega$.

Dans ce repère, les composantes relatives de la machine sont constantes, ce qui justifie sa large utilisation dans le domaine de la commande des machines asynchrones.

Les équations générales de la machine asynchrone classique dans un repère diphasé lié au champ tournant s'écrivent sous la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Avec:

- $V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}$ sont les tensions statoriques et rotoriques directes et en quadrature du système diphasé.
- ω_r et ω_s : sont les pulsations des grandeurs électriques statoriques et rotoriques.

II.4.3 Equations magnétiques de la MADA

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

- $\Phi_{qs}, \Phi_{ds}, \Phi_{qr}, \Phi_{dr}$ sont les flux statoriques et rotoriques directs et en quadrature
- L_s et L_r : sont les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la machine.
- M : l'inductance mutuelle.

En introduisant le système d'équations des flux magnétiques dans celui d'équations électriques, on trouve :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_s L_s I_{qs} - \omega_s M I_{qr} \\ v_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} + \omega_s L_s I_{ds} + \omega_s M I_{dr} \\ v_{dr} = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega_r L_r I_{qr} - \omega_r M I_{qs} \\ v_{qr} = R_r I_{qr} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_r L_r I_{dr} + \omega_r M I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

II.4.4 Equations mécaniques de la MADA

$$\begin{cases} c_{em} = P \cdot \frac{M}{L_r} (I_{ds} \Phi_{qr} - I_{qs} \Phi_{dr}) \\ c_{em} = P \cdot \frac{M}{L_s} (I_{dr} \Phi_{qs} - I_{qr} \Phi_{ds}) \\ c_{em} - c_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Avec:

- P : le nombre de paires de pôles de la MADA

Les puissances actives et réactives statoriques s'écrivent:

$$\begin{cases} P_s = V_{ds}I_{qs} + V_{qs}I_{ds} \\ Q_s = V_{qs}I_{ds} - V_{ds}I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

II.4.5 Mise sous forme d'équation d'état

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

$$[\dot{X}] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (\text{II.12})$$

$$[Y] = [C] \cdot [X]$$

Avec:

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

$$[A] = \begin{bmatrix} -\alpha & w_s & -\alpha M & 0 \\ -w_s & -\alpha & 0 & \alpha M \\ \alpha\beta & -\beta(w_s - w_r) & -\delta & w_r \\ -\beta(w_s - w_r) & \alpha\beta & -w_r & -\delta \end{bmatrix} [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

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

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

Pour faciliter la simulation, on décompose la matrice [A] comme suit :

$$[A] = [A_1] + w_s \cdot [A_2] + w_r \cdot [A_3] \quad (\text{II.13})$$

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

II.5 Résultats de simulation numérique du système

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

II.5.1 Résultats de simulation fonctionnement moteur (MADA)

Les résultats de simulation de la machine asynchrone fonctionnement moteur à rotor en court circuit et a l'instant $t=3s$ on appliquant un couple résistant de valeur $20N.m$ et présentée sur les figure (II.3), (II.4), (II.5), (II.6), (II.7) concernant respectivement la vitesse et le couple, les composante du flux statoriques et rotorique, les composante du courant statoriques et rotoriques.

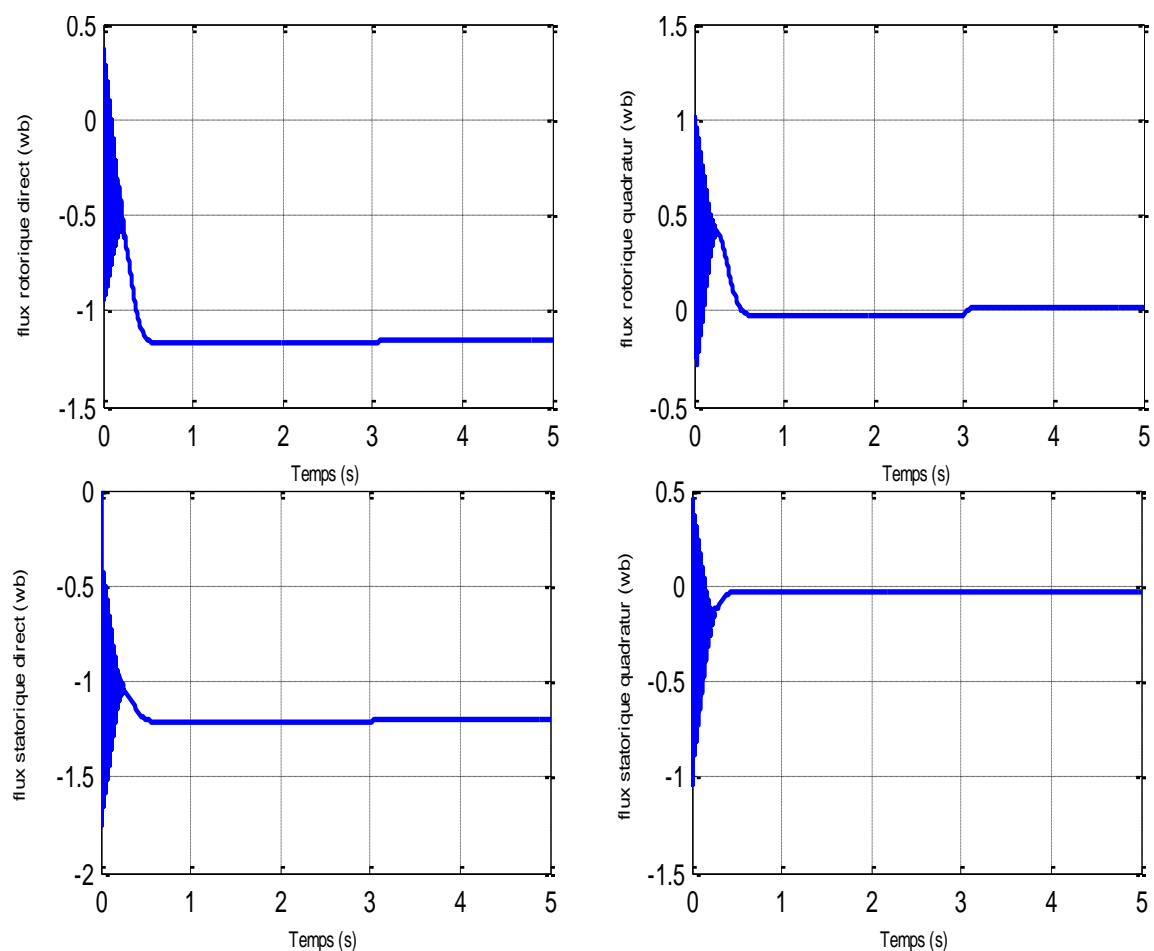


Fig.II.3 Les composants du flux statoriques et rotoriques.

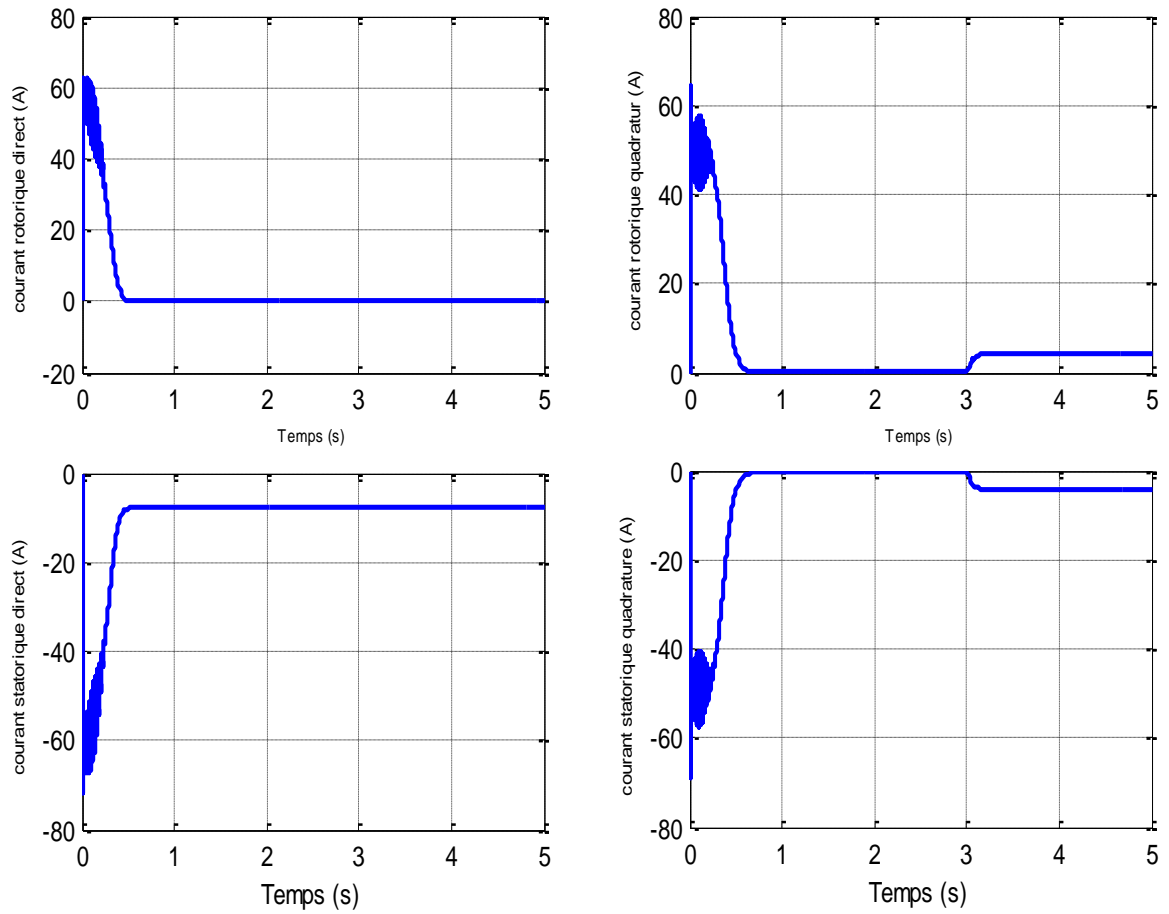


Fig. II.4 composantes du courant statorique et rotorique.

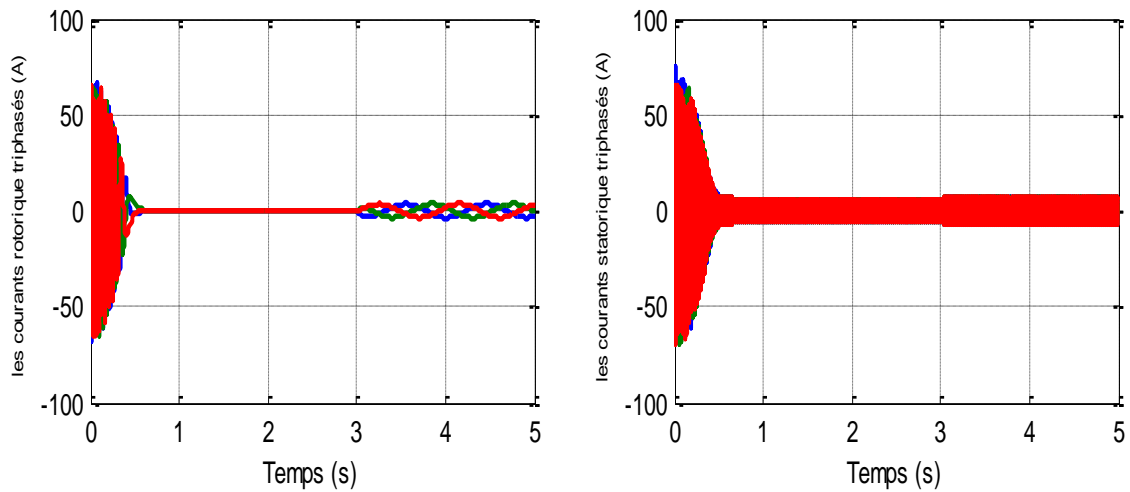


Fig.II.5 Les courants rotoriques et statoriques triphasés I (a,b,c).

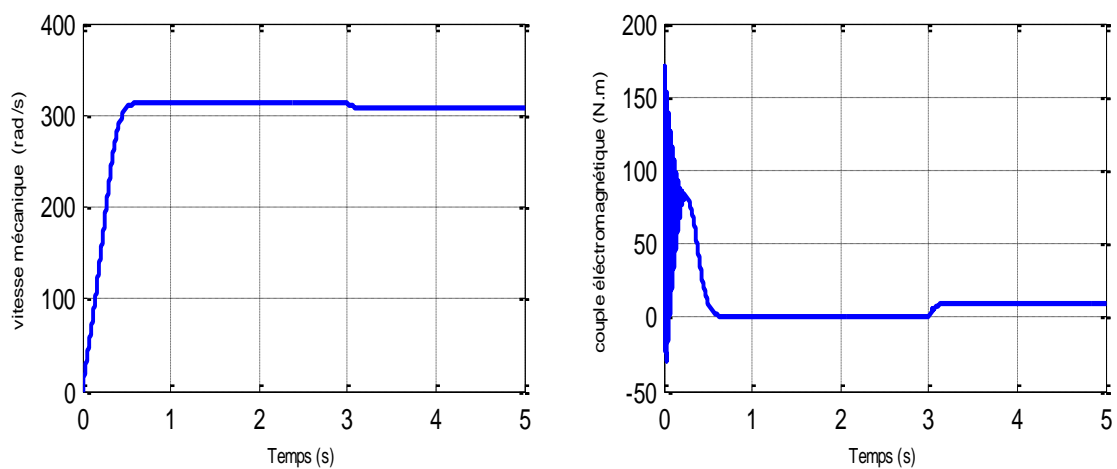


Fig.II.6 La vitesse mécanique et le couple électromagnétique.

II.5.2 Interprétation des résultats

On remarque que toutes les grandeurs passent par un régime transitoire avant l'établissement du régime permanent caractérisé par une vitesse proche du synchronisme et le couple électromagnétique se stabilise à une valeur proche du zéro (Figure II.6) (présence de frottements visqueux). On remarque aussi une fréquence des courants rotoriques presque nulle (Figure II.4) (un très faible glissement).

L'application d'un couple résistant se traduit par une augmentation du couple électromagnétique, augmentation de l'amplitude des courants statoriques (Figure II.4) et une diminution de la vitesse à cause d'un glissement plus important qui se répercute sur les courants rotoriques (vérification de la relation $(f_r = g.f_s)$). La machine fonctionne alors en moteur hypo synchrone.

II.5.3 Résultats de simulation fonctionnement générateur (GADA)

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

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

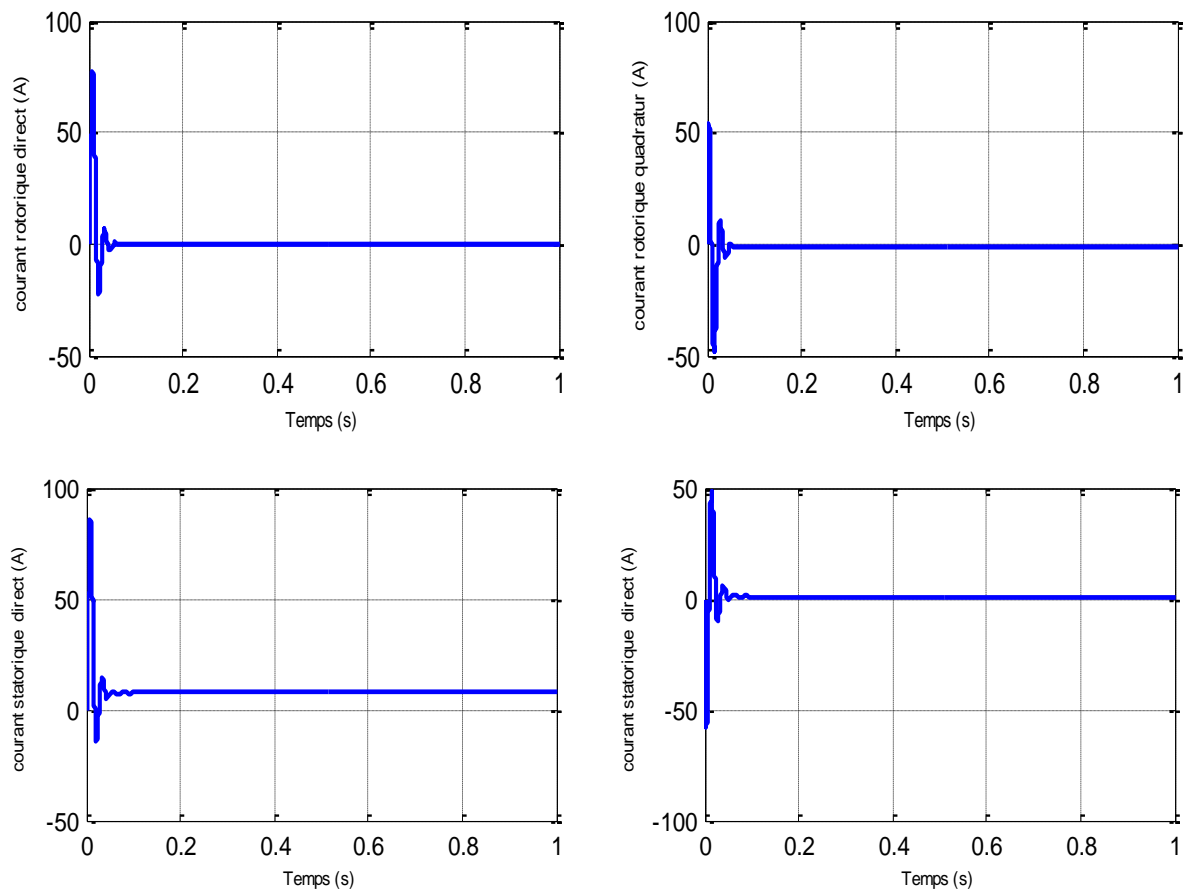


Fig.II.7 Les composantes du courant statorique et rotorique.

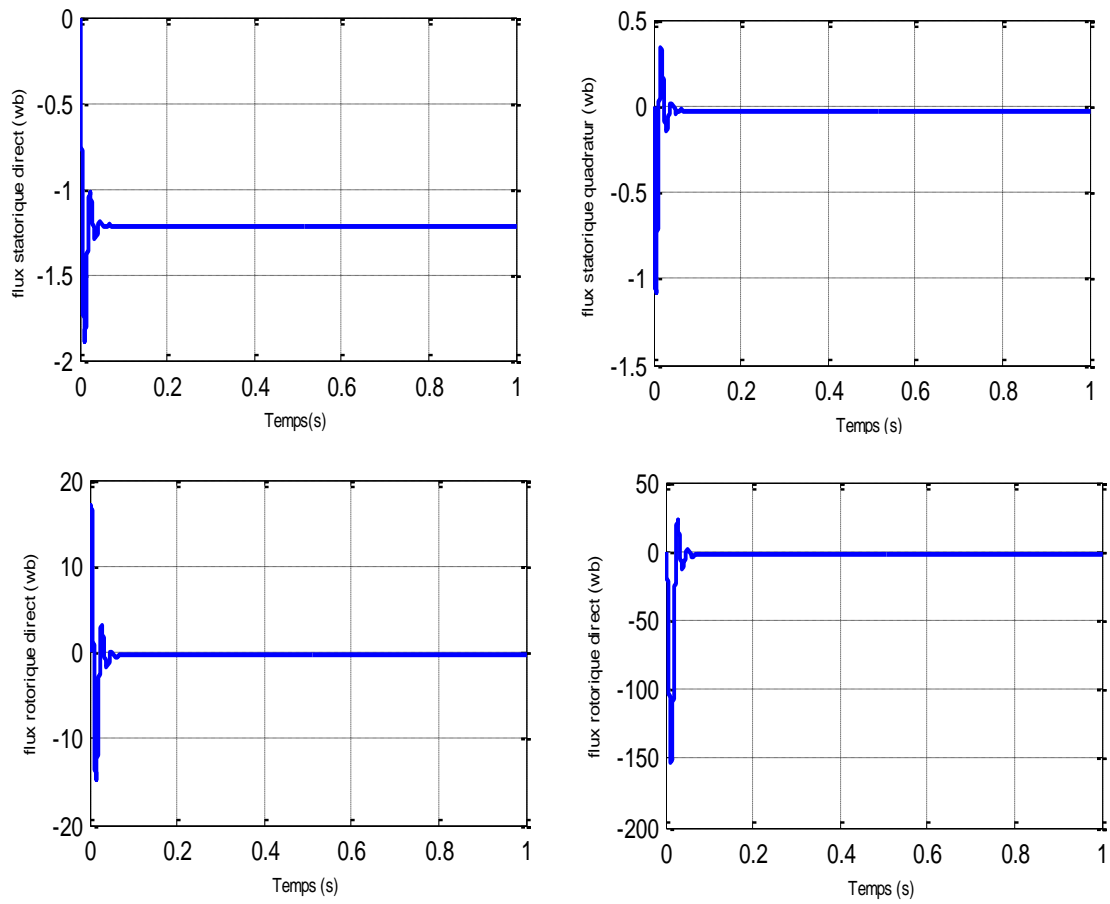


Fig.II.8 Les composantes du flux satorique et rotorique.

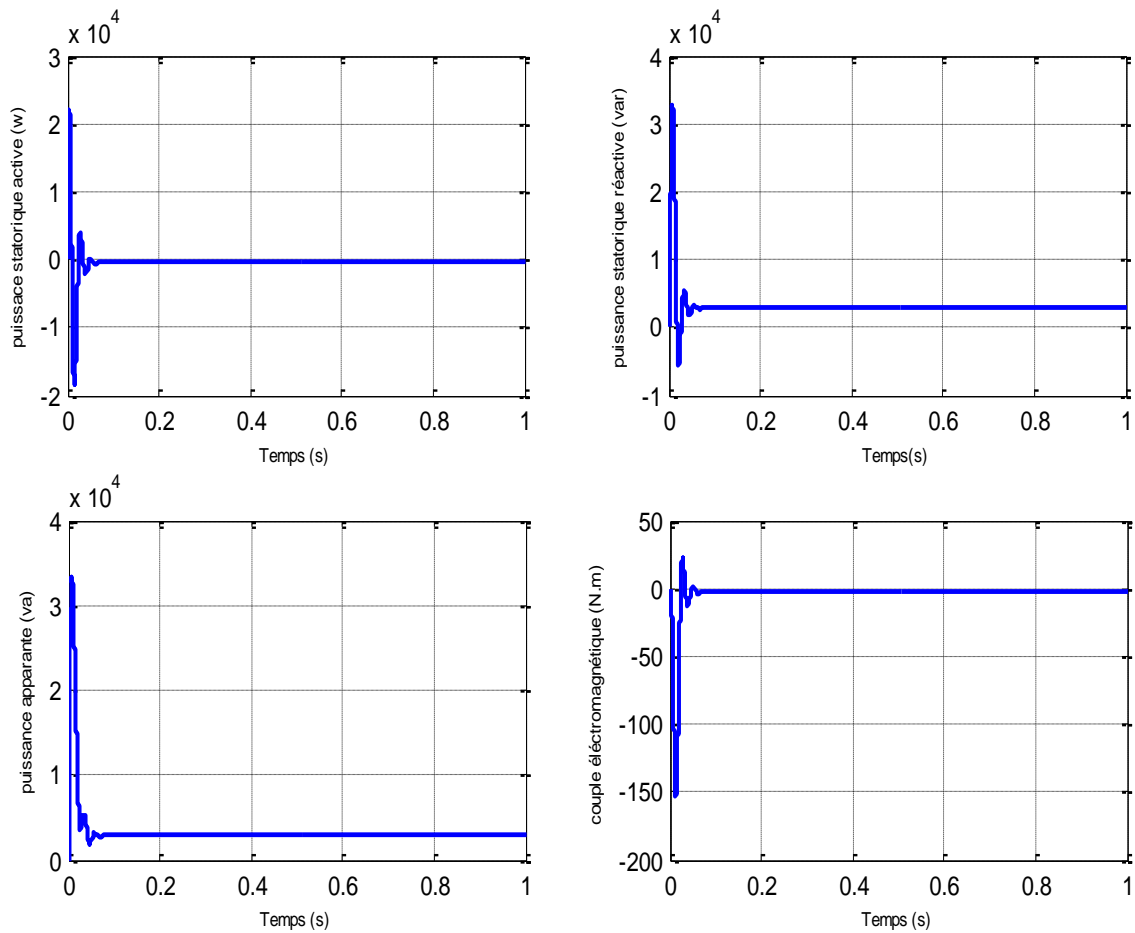


Fig.II.9 Les puissances statorique (avtive, réactive, apparant) et le couple électromagnétique.

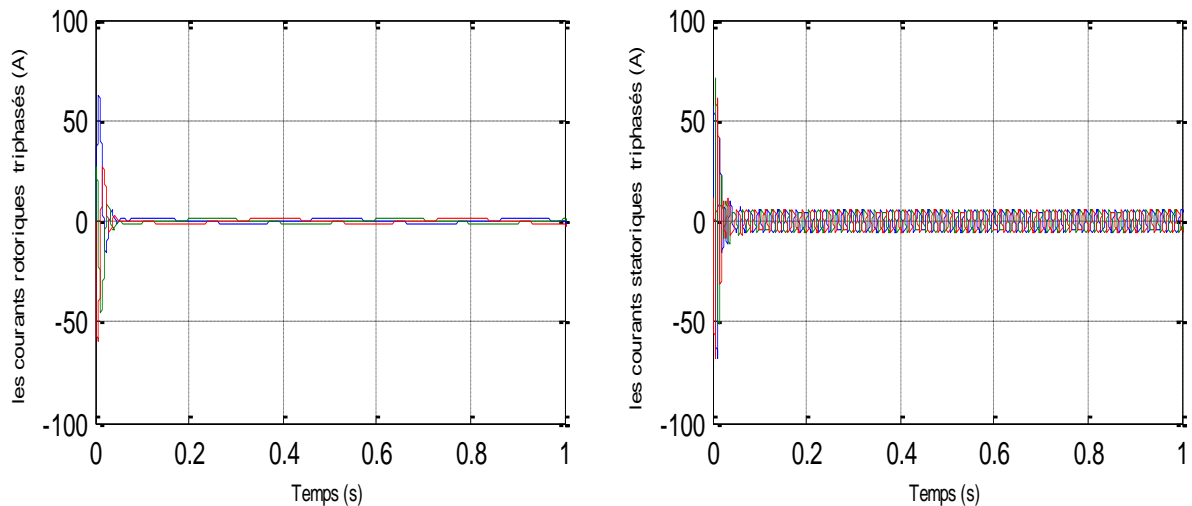


Fig.II.10 Les courants rotoriques et statoriques triphasés I (a, b, c).

II. 5.4 Interprétations des résultats

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

II.6 Association MADA convertisseur

II.6.1 Modélisation de l'onduleur

La commande de la MADA nécessite un onduleur qui règle l'amplitude et la fréquence des tensions envoyées à son rotor. Ce convertisseur a besoin à son tour une alimentation continue régulée obtenue [17].

II.7.2 Onduleur de tension:

Le rotor de la MADA est connecté au bus continu par l'intermédiaire d'un onduleur de tension. La tension de sortie de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur [4]. Un onduleur de tension triphasé est constitué de trois cellules (bras) de commutation de deux interrupteurs. Pour chaque interrupteur est formé par un transistor

(ou un thyristor) monté en tête bêche avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuitage de la source [18], [19].

On peut remplacer chaque groupe transistor-diode de la figure (II.21.A) par des Interrupteurs KJ (j=1, 2, 3, 4, 5,6), on obtient le schéma simplifié pour chaque onduleur comme l'indique la figure (II.21. B).

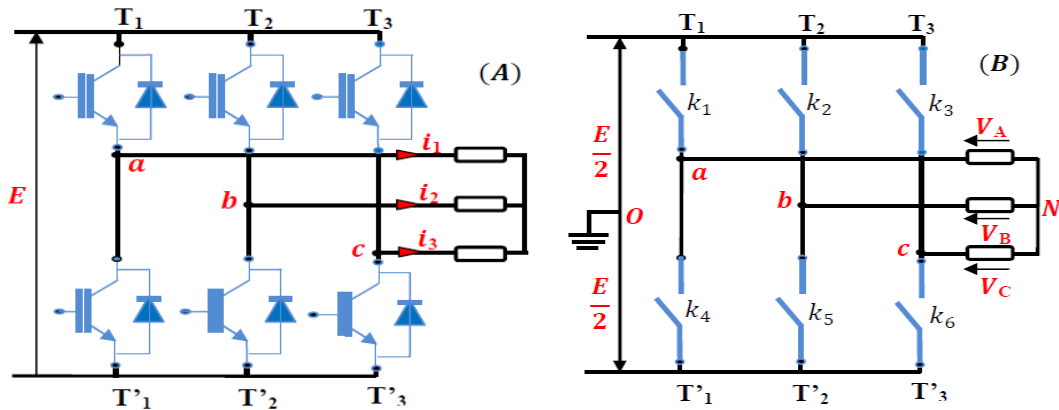


Fig.II.11 Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux [19].

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur, on supposera que [20],[21]:

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

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont:

$$\begin{cases} V_A = V_{ao} + V_{on} \\ V_B = V_{bo} + V_{on} \\ V_C = V_{co} + V_{on} \end{cases} \quad (II.14)$$

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

- ❖ V_A, V_B, V_C : Les tensions de phase.
- ❖ V_{on} : La tension fictive entre le neutre et le point milieu.

Par addition on a: $V_A + V_B + V_C = V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + 3V_{on}$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

$$\text{Donc: } V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + 3V_{on} \quad ; \quad V_{on} = -\frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (II.15)$$

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

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

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

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

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

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

$$\text{telque} \quad \begin{cases} s_1 = 1 & \text{si } k_1 \text{ fermé sinon} & S_1 = -1 \\ s_2 = 1 & \text{si } k_2 \text{ fermé sinon} & S_2 = -1 \\ s_3 = 1 & \text{si } k_3 \text{ fermé sinon} & S_3 = -1 \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

On remplace (II. 19) dans (II. 18) on aura le système suivant :

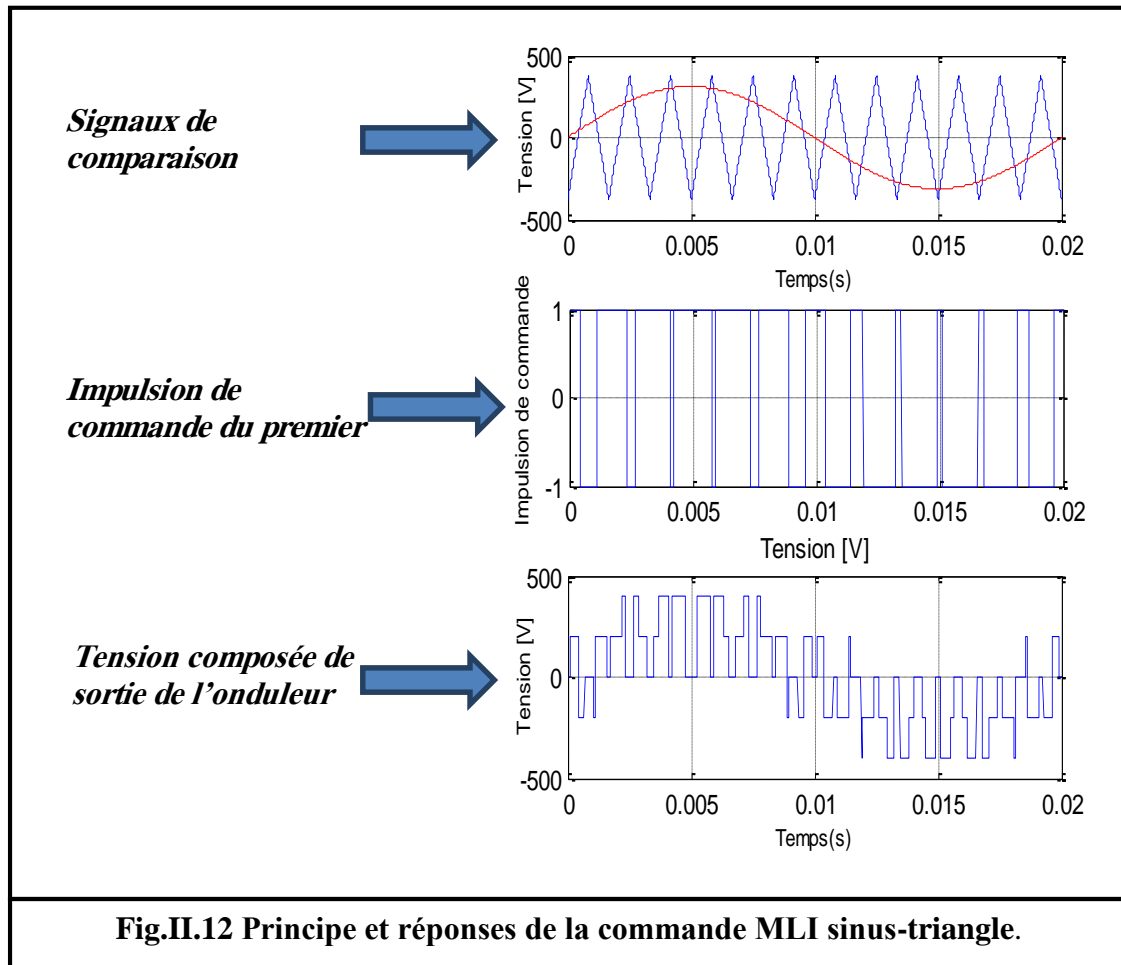
$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Le système (II.21) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI.

II.6.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion :

L'objectif principal de la commande MLI consiste à comparer instantanément chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer à un signal triangulaire de haute fréquence que nous appellerons porteuse.

Les impulsions des commandes (S_1, S_2, S_3) de l'onduleur sont les intersections entre les ondes modulantes (de références) avec l'onde triangulaire (porteuse). La comparaison entre les ondes de références et l'onde triangulaire détermine l'état des interrupteurs du circuit de puissance (ouverture et fermeture), Figure (II.22) [9],[11].



Cette commande est caractérisée par deux paramètres :

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

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

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

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

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

II.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons établi un modèle mathématique de la machine MADA triphasée, dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. En appliquant la transformation de Park permet de passer du système triphasé vers le système biphasé de Park.

Les résultats obtenus par simulation montrant bien la validité du modèle de Park, dans le référentiel lié au champs1 tournant, pour visualiser les différentes caractéristiques de la machine MADA dans les deux modes (moteur, générateur).

Par la suite, nous avons établi aussi la modélisation du convertisseur coté machine «Onduleur» utilisé pour l'alimentation du rotor de la MADA. Ce convertisseur a été commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle.

Chapitre III

*La commande vectorielle de la
(MADA)*

III.1 Introduction

La commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation est une solution plus attractive pour des applications à haute performance comme l'entraînement à vitesse variable et les systèmes de génération de l'énergie [18].

Dans cette optique, nous avons étudié une loi de commande pour la MADA basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour la faire fonctionner en génératrice. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations vont permettre d'agir sur les signaux rotoriques en vue de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la machine et le réseau [22].

III.2 Le principe de la commande vectorielle de la MADA

Le principe de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit).

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

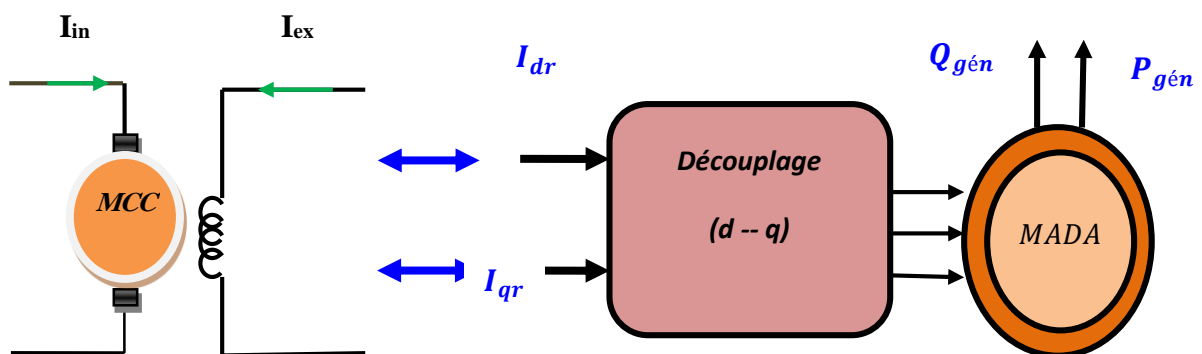


Fig.III.1 Principe de la commande vectorielle.

III.3 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique

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

Rappelant le système d'équations différentielles (II.8), décrivant la machine asynchrone dans un repère lié au champ tournant qui est donné par :

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

III.3.1 Choix du référentiel pour le modèle diphasé

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

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

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

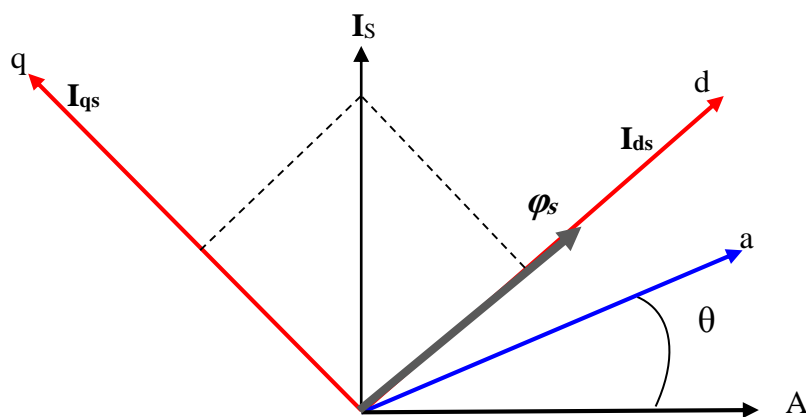


Fig.III.2 Orientation de l'axe d sur le flux statorique.

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

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

Si on néglige la résistance R_s , qui est une hypothèse souvent acceptée pour les machines de grande puissance, les équations des tensions de la machine se réduisent à la forme suivante [26], [28]:

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

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

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

III.3.2 Relation entre les courants statoriques et les courants rotoriques

A partir des équations (III.5), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotorique :

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

III.3.3 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

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

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

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

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

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

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

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

Il ressort de l'expression (III.9) que le contrôle des puissances active et réactive au stator est découplé. En effet, avec une inductance magnétisante constante et un réseau électrique puissant, la puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe q , et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe d à une constante près $\frac{V_s^2}{\omega_s L_s}$ imposée par le réseau [24].

III.3.4 Relations entre les tensions rotoriques et les courants rotoriques

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

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

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

Avec : $\omega_r = g \cdot \omega_s$

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

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

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

En appliquant la transformation de Laplace à ces deux équations, on obtient [16]:

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

Avec:

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

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

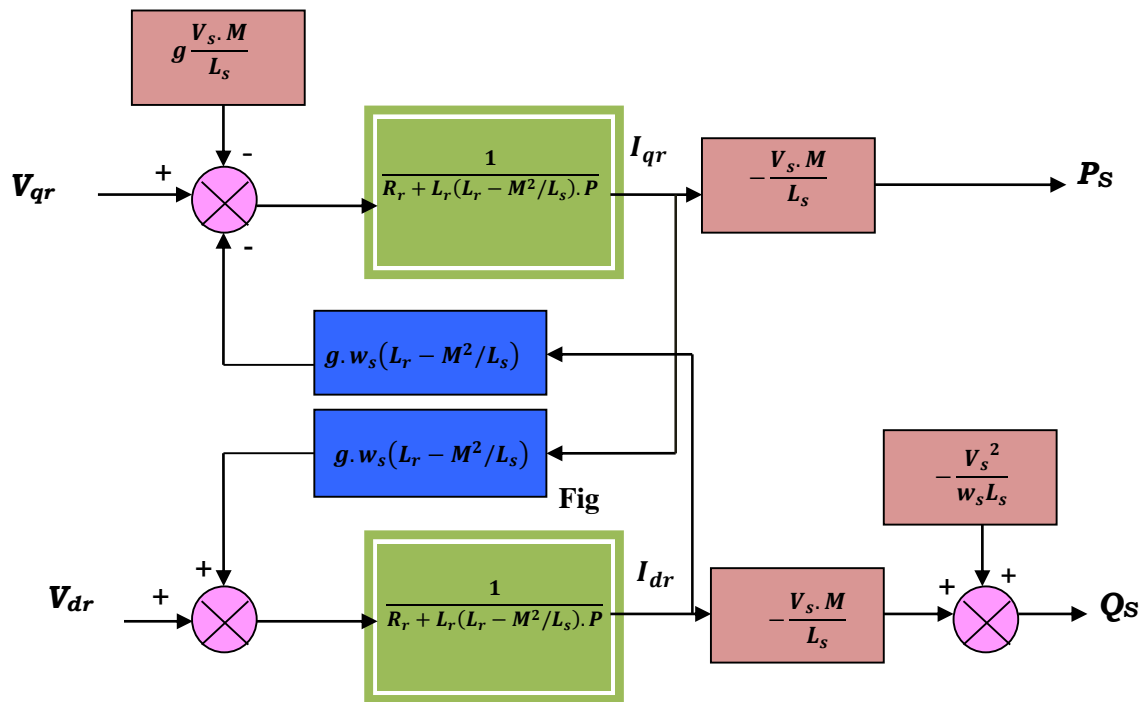


Fig.III.3 Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances (système interne).

Dans ce schéma, nous avons fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances actives et réactive statoriques. Ce qui nous permet de mettre en place une commande vectorielle, étant donné que l'influence du couplage est minimale, chaque axe peut être commandé indépendamment avec son propre régulateur [27].

Les grandeurs de référence pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe q rotorique et la puissance réactive pour l'axe d rotorique. La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau [29].

III.3.5 Type des régulateurs utilisés

Nous allons maintenant procéder à la synthèse de régulateurs nécessaires à la réalisation de la commande en puissance active et réactive de la MADA. Le régulateur Proportionnel-Intégral (PI) reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industriels. Les régulateurs de chaque axe ont pour rôle d'annuler l'écart entre les puissances active et réactive de référence et les puissances active et réactive mesurées [28].

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

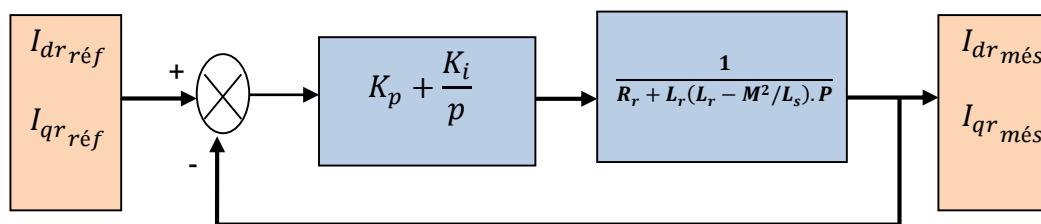
Avec : K_p est le gain proportionnel du régulateur.

K_i : est le gain intégral du régulateur.

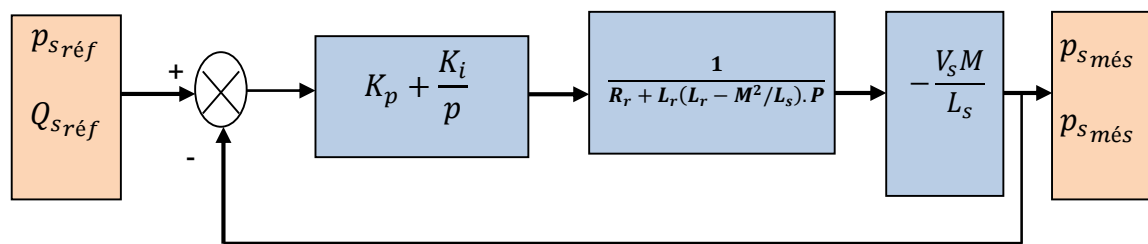
Si on considère la fonction du transfert suivante : $F(p) = \frac{K}{1+\tau p}$

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

➤ **Système régulé par un régulateur PI**



a) Schéma de la régulation des courants rotoriques.



b) Schéma de la régulation des puissances statoriques.

Fig. III.4 Schéma de la régulation.

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

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

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

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

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

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

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

Avec:

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

$$\text{Or } k_i = \frac{k_p}{\tau_r} \quad \text{Alors } \tau_r = \frac{\tau_r}{k k_p}$$

$$\text{Donc } \begin{cases} k_p = \frac{\tau_r}{\tau_r k} \\ k_i = \frac{1}{\tau_r k} \end{cases}$$

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

III.4 Les types de commande vectorielle

L'utilisation de la commande vectorielle des machines asynchrones à double alimentation dans les applications dans l'énergie éolienne nécessite une haute performance dynamique concernant la commande du couple et de la vitesse. Pour cela, nous devons connaître, avec exactitude, le vecteur flux statorique (amplitude et phase). Deux méthodes ont été développées soit:

- ✓ La commande vectorielle directe.
- ✓ La commande vectorielle indirecte [6].

III.4.1 Commande vectorielle directe

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

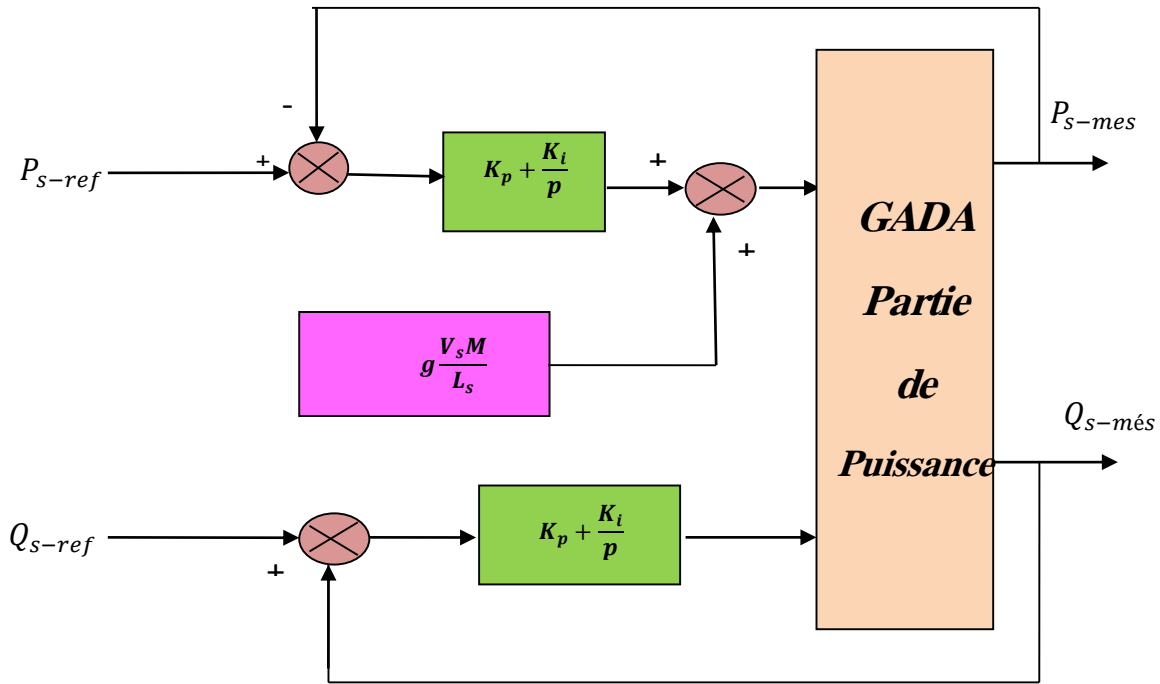


Fig. III.5 : Schéma bloc de la commande directe.

III.4.2 Commande vectorielle indirecte

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

III.4.2.1 Commande en boucle ouverte

La commande en boucle ouverte est essentiellement basée sur l’hypothèse d’un réseau stable en tension et en fréquence, elle consiste à asservir non plus les puissances mais plutôt indirectement les courants rotoriques en n'utilisant non plus les puissances mesurées comme retour sur le comparateur mais les courants rotoriques d'axe d et q [17].

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

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

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

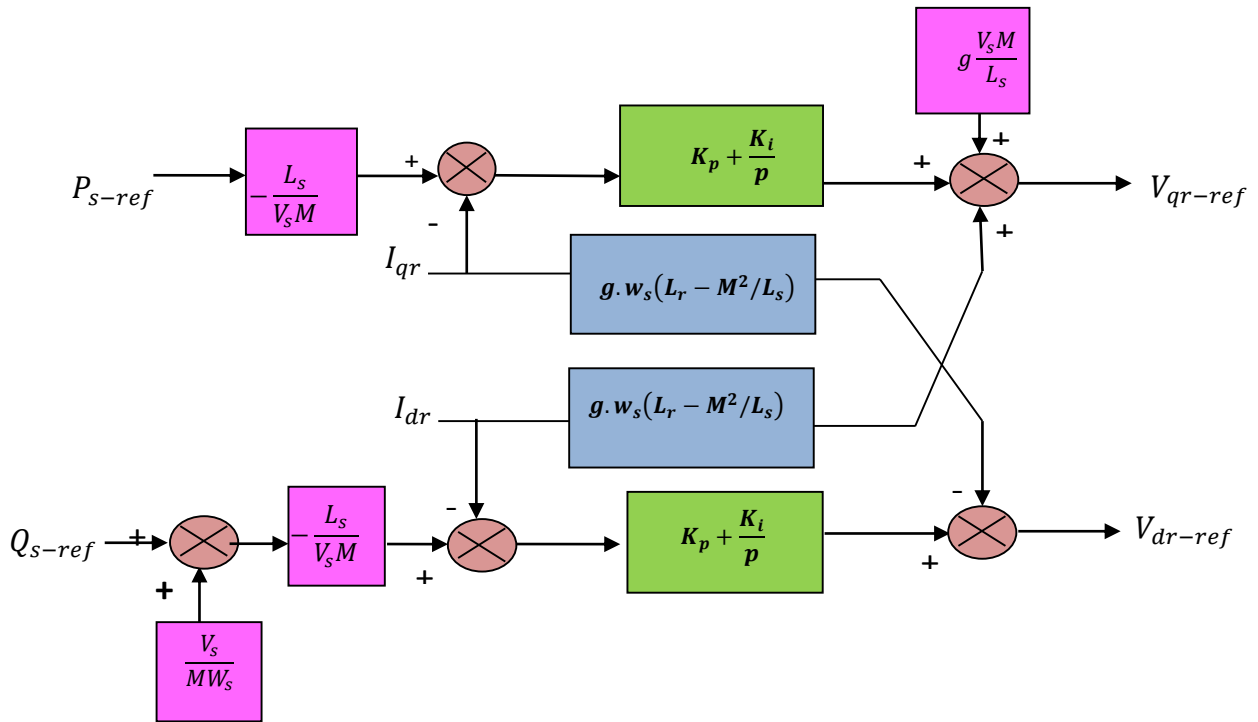


Fig. III.6 Schéma bloc de la commande indirecte en boucle ouverte.

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

III.4.2.2 Commande en boucle fermée

Pour réguler les puissances de manière optimale, nous allons mettre en place deux boucles de régulation sur chaque axe avec un régulateur proportionnel intégral pour chacune, une boucle sur la puissance et l'autre sur le courant correspondant tout en compensant les termes de perturbations et de couplages apparaissant sur le schéma bloc du modèle de la MADA[28].

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

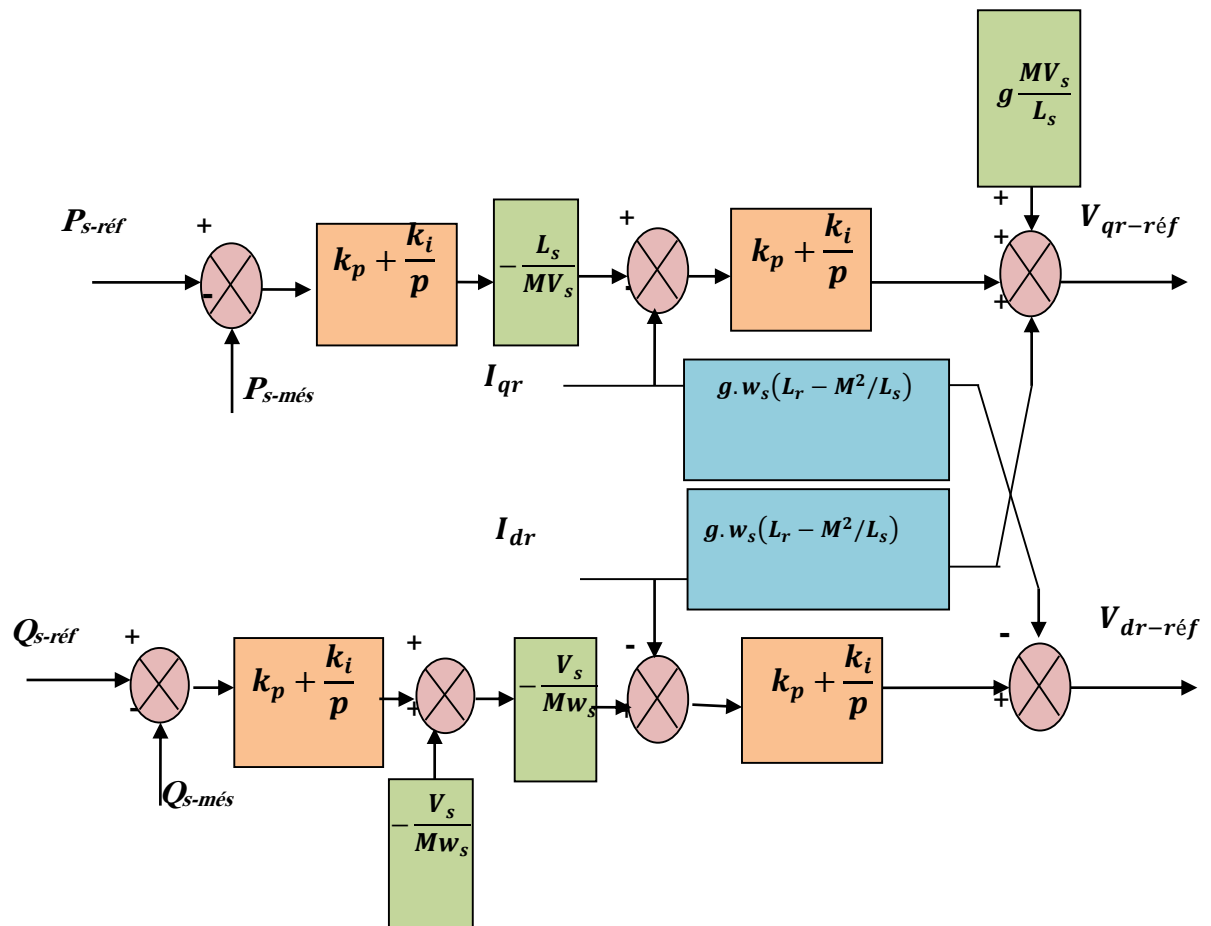


Fig. III.7 Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermé.

III.5 Résultats de simulation

Les résultats présentés ci-dessous sont obtenus en appliquant les lois de commande en puissance active et réactive que nous venons de présenter sur le modèle de la machine asynchrone à double alimentation, sans réglage de vitesse avec un démarrage à vide puis avec application d'une puissance active $P = -3000W$ entre $t=1s$ et $t=3s$, et une puissance réactive $Q=1000VAR$ entre $t=2s$ et $t=3s$. Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande vectorielle en puissance actives et réactives statorique appliquée à la MADA et entraînée à une vitesse fixe : 1440tr/min.

III.5.1 Résultats de simulation sans onduleur

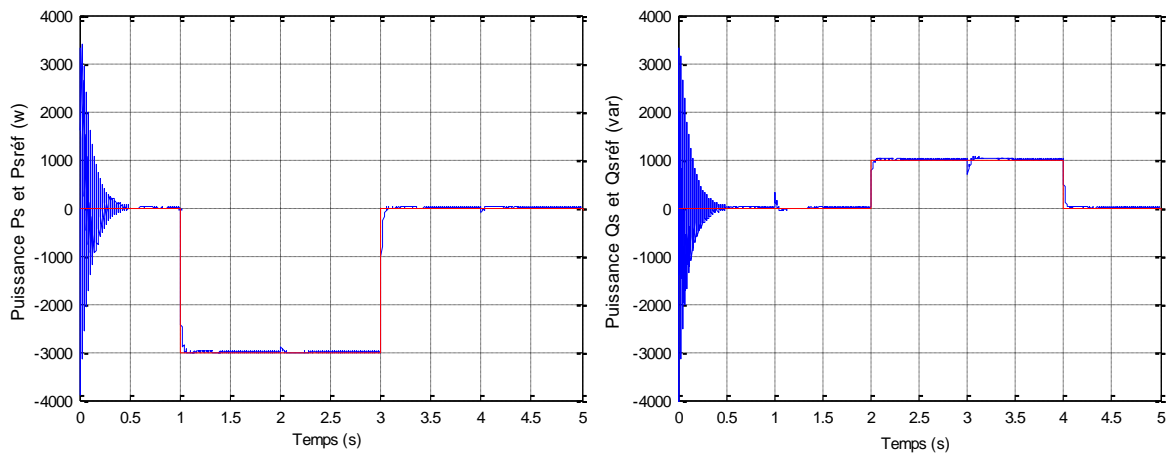


Fig. III.8 La puissance active et réactive statorique et leurs références.

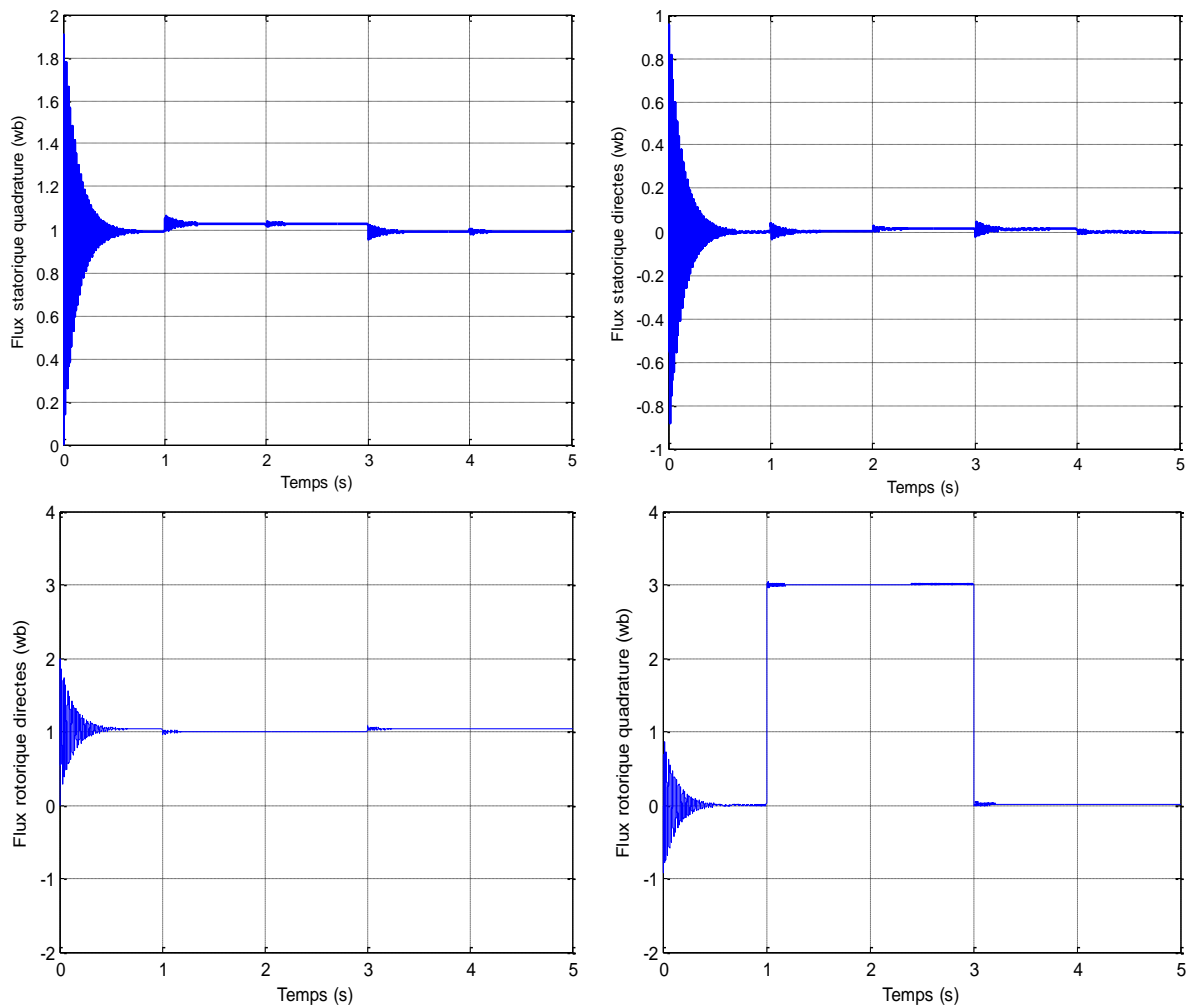


Fig. III.9 Les composantes du flux rotorique et statorique.

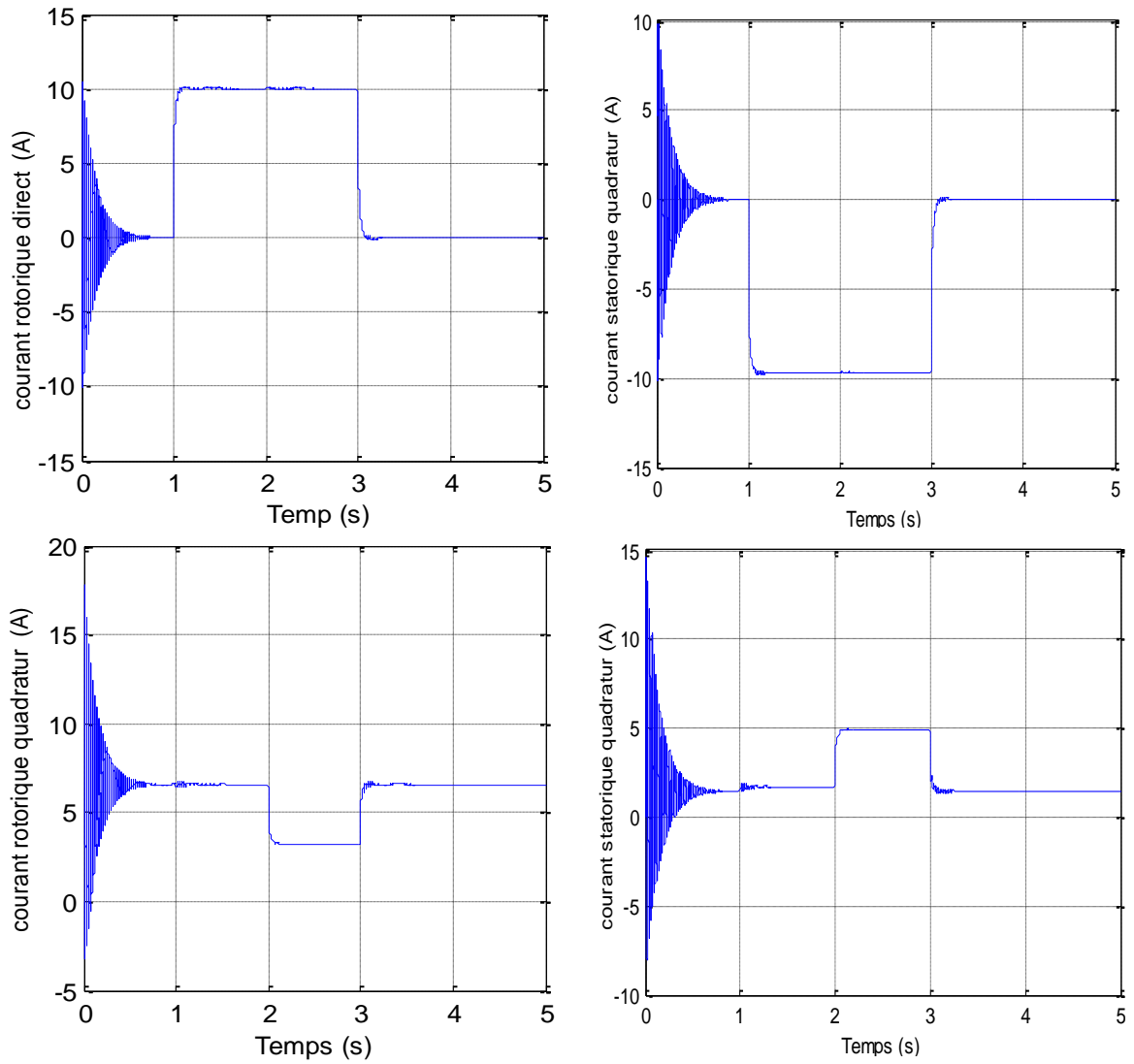


Fig.III.10 Les composants du courant rotorique et statorique.

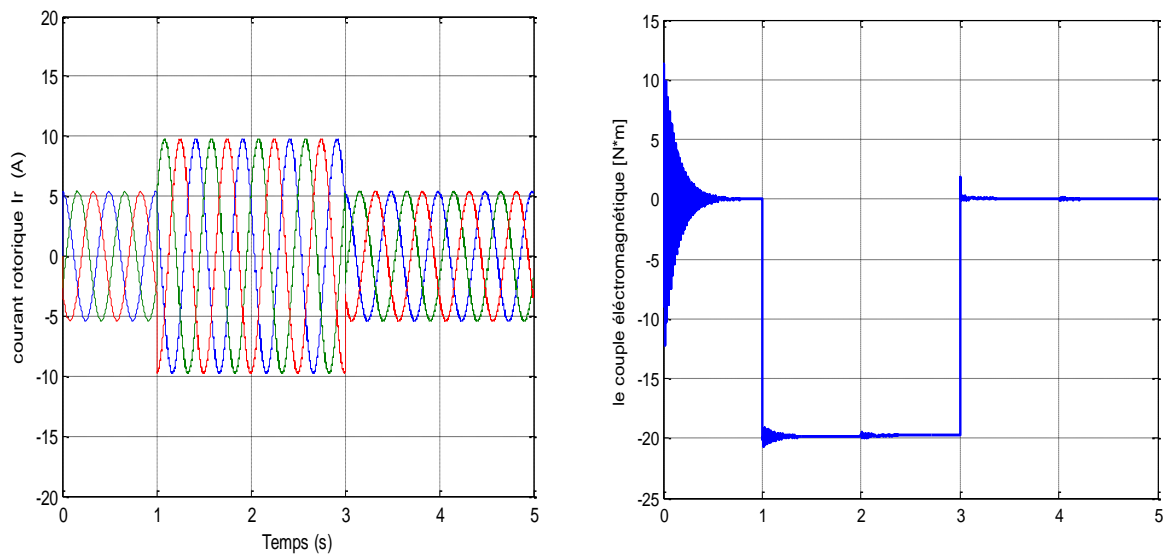


Fig. III.11 Les courants rotoriques triphasés le couple électromagnétique.

III.5.1.1 Interprétation des résultats

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

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

Nous remarquons que les grandeurs de référence ont été suivies par les deux puissances actives et réactives. On remarque des oscillations aux instants d'application des échelons de puissance dues au couplage entre les deux axes de la machine et on remarque aussi que le couple électromagnétique dépend directement de la puissance active et ceci traduit par sa forme identique de celle de la puissance active P_s . Dans ce cas, on peut conclure que la puissance active est une conséquence du couple électromagnétique; alors que la puissance réactive est une conséquence de l'excitation du circuit rotorique.

III.5.2 Résultats de simulation avec onduleur

A l'aide de logiciel MATLAB, les résultats de simulation présenter sur les figures ci-dessous, nous permet de présenter les performances de la conduite de la MADA alimentée par un onduleur à deux niveaux commandée par la stratégie *triangulo-sinusoidal*, avec un démarrage à vide puis avec application d'une puissance active $P_s = -3000W$ entre $t=1s$ et $t=3s$ et une puissance réactive $Q_s = 1000 VAR$ entre $t=2s$ et $t=3s$.

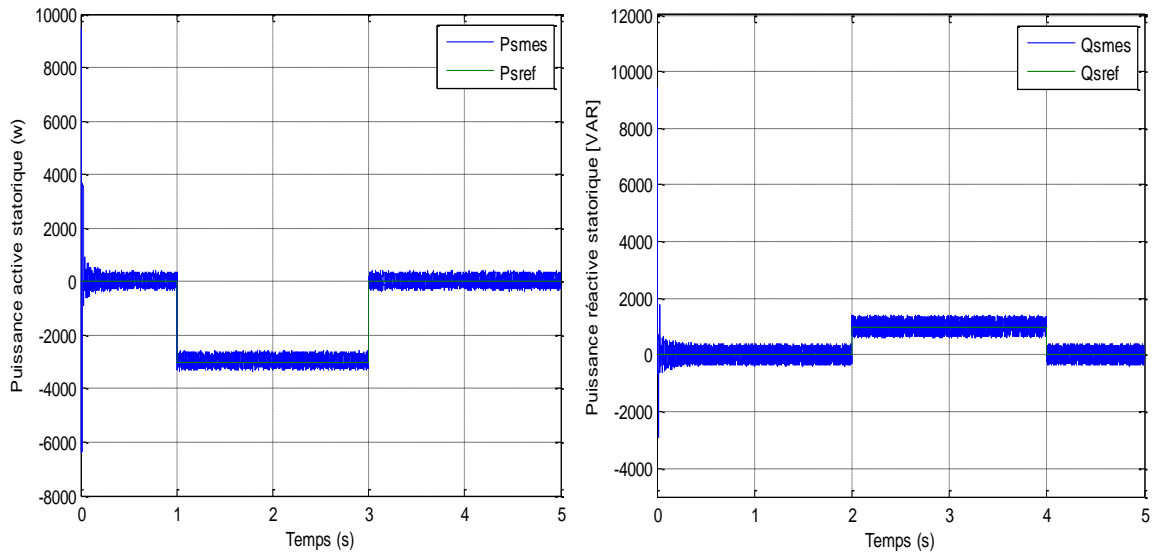


Fig.III.12 La puissance active et réactive statorique et sont référence.

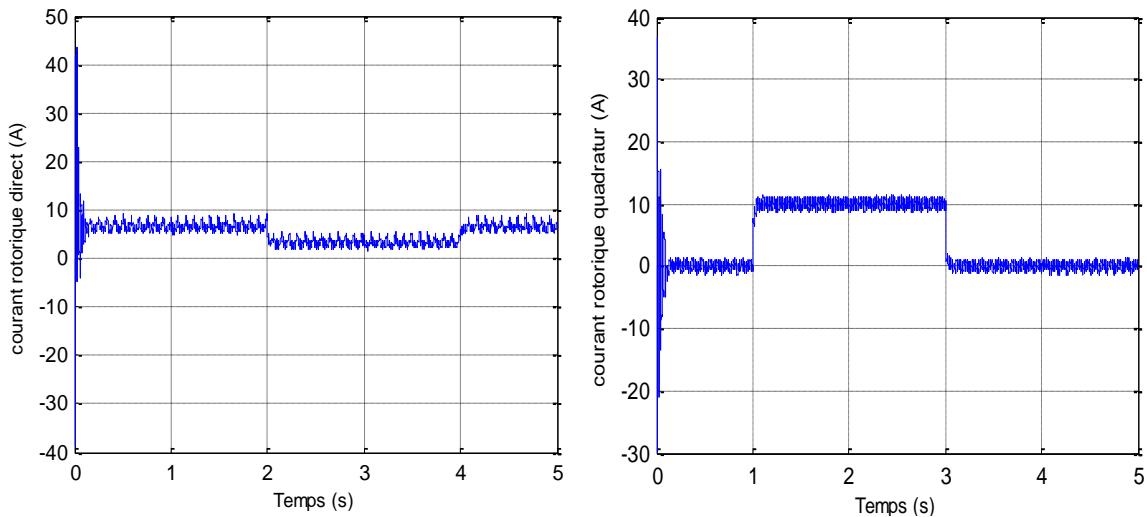


Fig. III.13 Les composants du courant rotorique.

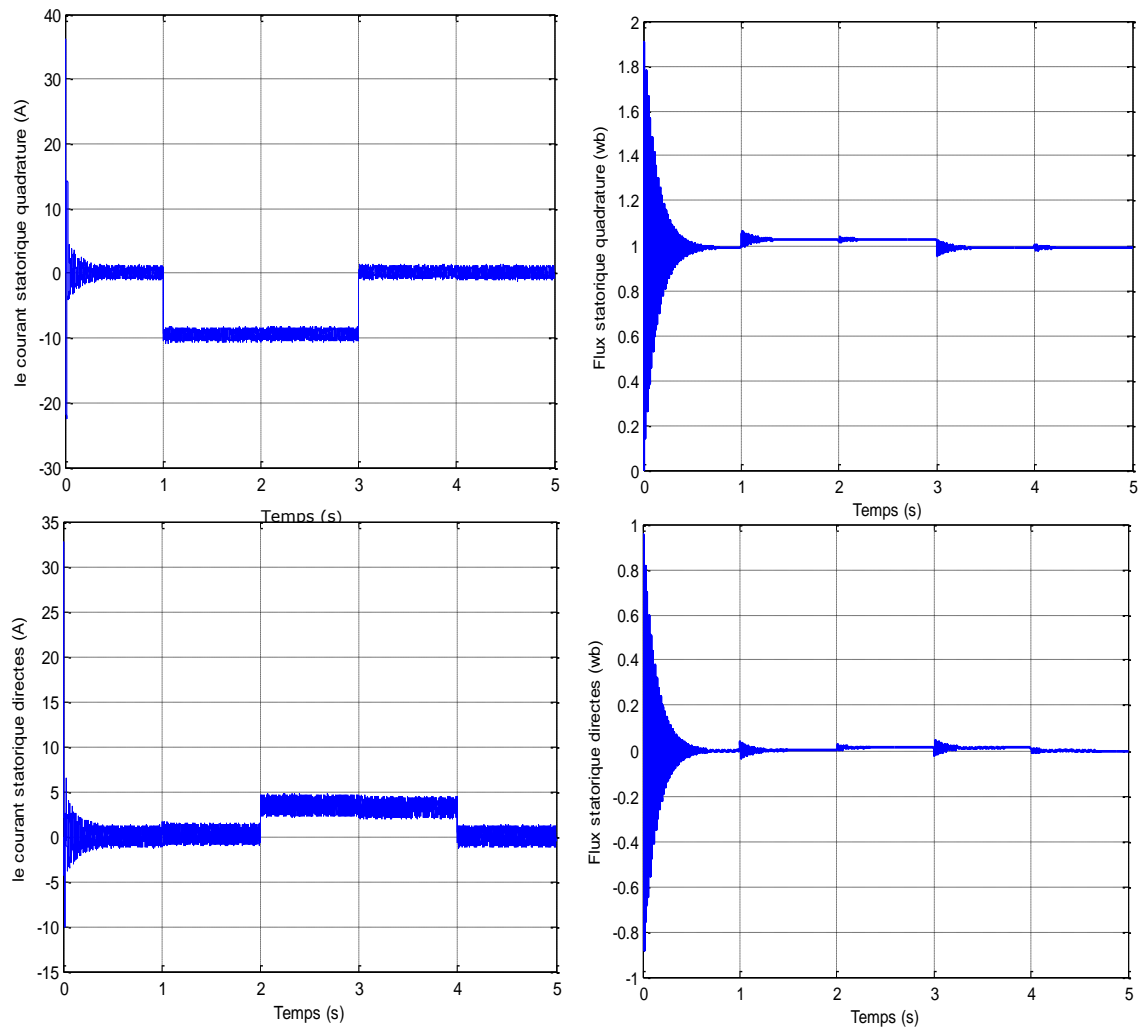


Fig.III.14 Les composants du flux et courant statorique.

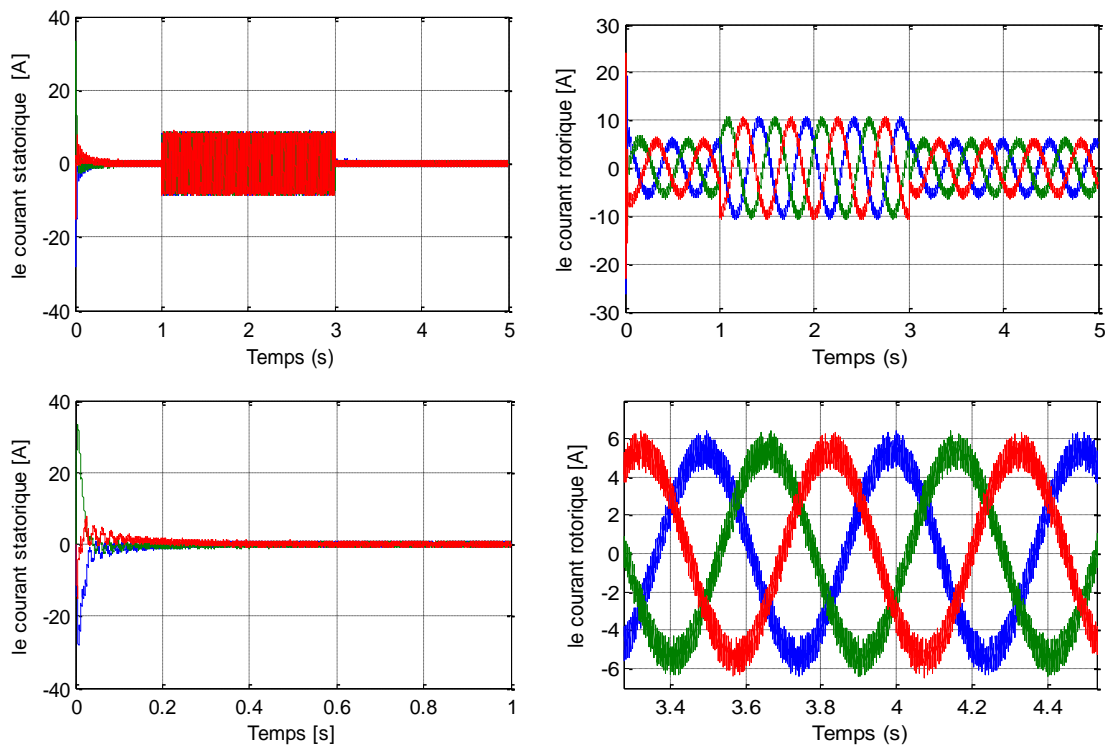


Fig.III.15 Les courants statoriques et rotorique des phases (A, B, C) quadrature et directes avec zoom.

III.5.2.1 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montre que toutes les grandeurs et similaires à ceux trouvés avec une alimentation continu parfaite. Un bon suivi de consigne pour les puissances actives et réactives statorique est constaté.

Les courants du réseau suivent parfaitement leurs références. La tension à la sortie du onduleur coté réseau est à deux niveaux ou son amplitude dépend de la valeur de la tension du bus continu qui est 100 V.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la loi de la commande vectorielle par orientation du flux statorique pour découpler le flux et le couple pour le but de contrôler séparément les puissances actives et réactives fournie au réseau. Puis représenter cette commande de la machine asynchrone double alimentation alimentée par un onduleur de tension à MLI.

Il s'agit fondamentalement de définir la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande en vue d'asservir indépendamment les puissances statoriques (puissance Active et Réactive) en fonction des courants rotoriques direct et en quadrature.

Les résultats obtenus par simulation nous montrent que le système répond positivement à ce test, les puissances suivent leurs références, on remarque aussi que le réglage à l'aide de régulateurs PI permet d'obtenir des performances dynamiques et statiques satisfaisantes.

Chapitre IV

*La commande directe du couple
de la MADA*

IV.1 Introduction

Au milieu des années 80, exactement en 1986, une stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone apparue dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control), a été proposée par I. Takahashi. Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple électromagnétique de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension à l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à hystérésis. Ils s'agit de maintenir les grandeurs de flux et le couple à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation [23].

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande DTC appliquée au convertisseur coté rotor de la MADA. Ce type de commande considère le convertisseur associé à la génératrice comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique du couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine, cependant, deux inconvénients majeurs se présentent.

D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations du couple et de flux [31],[32].

IV.2 Principe de la commande directe du couple (mode générateur)

La commande directe du couple "DTC" d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs du convertisseur statique d'alimentation en vue d'imposer les niveaux de couple et de flux désirés [38]. L'objectif d'une commande DTC est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux rotorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple ou le module du flux rotorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux rotorique.

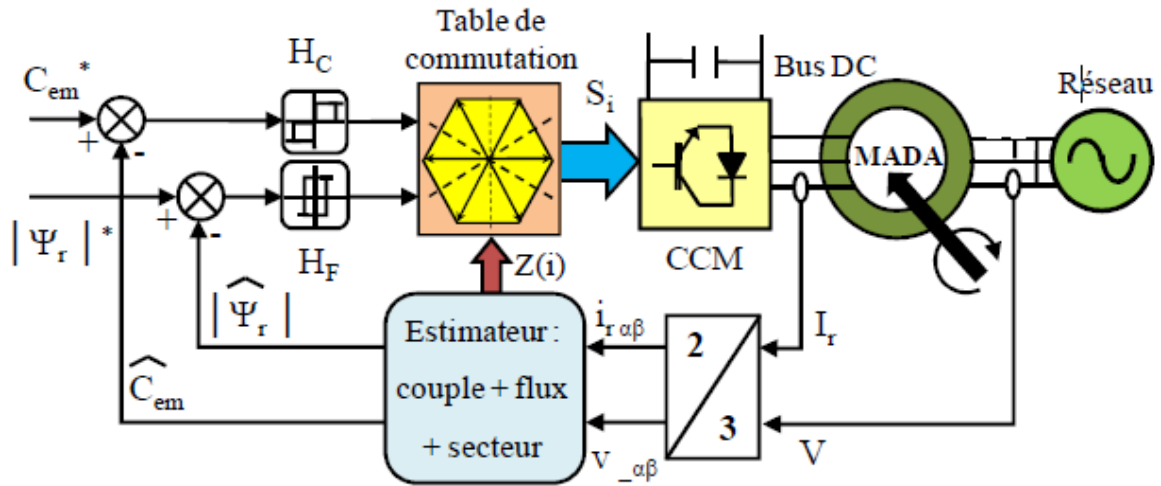


Fig.IV.1 Structure de la commande du système de conversion d'énergie [23].

La suppression de l'étage MLI est la principale caractéristique dans une commande DTC. Ainsi la génération des commandes de l'onduleur se fait de façon directe sans l'intermédiaire de cet étage. Deux contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux assurent la régulation séparée de ces deux grandeurs. Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [41], [38].

IV.2.1 Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du rotor de la machine.
- L'obtention des flux et des courants rotoriques proches de formes sinusoïdales.
- La réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations au couple qui dépend, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis [37].

IV.2.2 Avantages de la commande DTC

- ✓ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de tension MLI.
- ✓ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.

- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux rotorique est nécessaire.
- ✓ La réponse dynamique du couple est très rapide.
- ✓ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques [30], [23].

IV.2.3 Inconvénients de la commande DTC

- L'existence de problèmes à basse vitesse.
- L'existence des oscillations du couple.
- La nécessité de disposer des estimations de flux et du couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela produit un contenu harmonique riche augmentant les pertes [23].

IV.3 Stratégie de la commande directe du couple

Cette stratégie de commande est relativement nouvelle et concurrentielle aux méthodes classiques qui sont basées sur une alimentation par un onduleur à modulation de largeur d'impulsions (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation des champs magnétiques. Dans ce cas, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux de le vecteur tension imposé par le convertisseur d'alimentation.

Donc la DTC permet de piloter précisément le flux rotorique et le couple électromagnétique. Pour cela elle est basée uniquement sur la connaissance des courants et des tensions rotoriques et la vitesse rotorique si on veut que cette dernière soit corrigée (ajout d'une boucle de vitesse). TAKAHACHI a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant :

- ❖ Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$).
- ❖ Pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la machine.
- ❖ On reconstitue les composantes du vecteur de flux rotorique en utilisant les équations ($\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}$) amplitude, phase (θ).
- ❖ On estime le couple électromagnétique d'une MADA, on utilisant l'estimation flux rotorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation

$$C_{em} = p(\Phi_{r\alpha} I_{r\beta} - \Phi_{r\beta} I_{r\alpha}) .$$
- ❖ On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on nous allons présenter dans ce qui suit [37].

IV.3.1 Fonctionnement et séquences de l'onduleur

Dans le plan complexe constitué des axes (α, β) , le vecteur tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur tension complexe est ainsi définie par la transformation suivante [38]:

$$V_r = V_{r\alpha} + jV_{r\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} [V_A + V_B e^{(j\frac{2\pi}{3})} + V_C e^{(j\frac{4\pi}{3})}] \quad (\text{IV.1})$$

Où : V_A , V_B et V_C sont les tensions simples à la sortie de l'onduleur.

$$\begin{cases} V_A = \frac{E}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_B = \frac{E}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_C = \frac{E}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases}$$

Avec:

$$\begin{aligned} \checkmark \quad V_{s\alpha} &= \frac{E}{\sqrt{6}} (2.S_a - S_b - S_c) \\ \checkmark \quad V_{s\beta} &= \frac{E}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \end{aligned}$$

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$V_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot [S_a + \mathbf{a} S_b + \mathbf{a}^2 S_c] \quad (\text{IV.2})$$

Avec:

$$\begin{aligned} \mathbf{a} &= e^{(j\frac{2\pi}{3})} \\ \mathbf{a}^2 &= e^{(j\frac{4\pi}{3})} \end{aligned}$$

Nous pouvons donc dresser un tableau (IV.1), des différents états de l'onduleur [33].

vecteur	S_a	S_b	S_c	V_{ra}	V_{rb}	V_{rc}	$V_{r\alpha}$	$V_{r\beta}$	V_r
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_5	0	0	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}Ee^{j\frac{4\pi}{3}}$
V_3	0	1	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{2\pi}{3}}$
V_4	0	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$
V_1	1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$
V_6	1	0	1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{5\pi}{3}}$
V_2	1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{\pi}{3}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tableau (VI.1) Table de vérité de l'onduleur de tension.

Les différentes combinaisons des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer huit (2^3) positions du vecteur (V_r) dont deux correspondants aux vecteurs nuls ($S_a S_b S_c$) = (111) ou (000), où les trois interrupteurs du haut (ou du bas) du convertisseur sont actifs en même temps. Les huit vecteurs de tension sont représentés dans le plan ($\alpha_r-\beta_r$) par la figure(IV.2) où V_0 et V_7 sont identiquement nuls. Les six autres sont le même module égale à $\sqrt{\frac{2}{3}}E$. Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de $\pi/3$ appelée secteur ou zone [23].

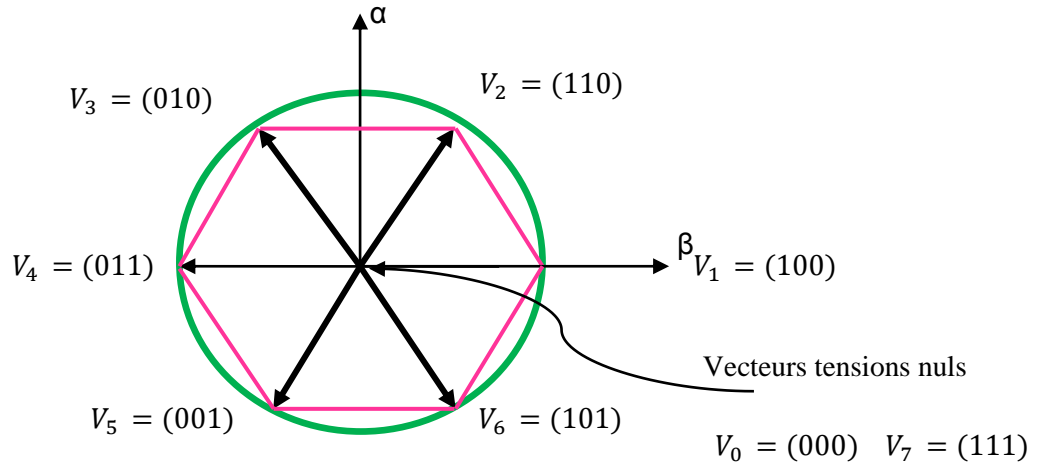


Fig.IV.2 Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.

IV.4 Contrôle de flux rotorique et du couple électromagnétique

IV.4.1 contrôle du vecteur flux rotorique

Les conditions de contrôle dynamique du couple et du flux de la MADA peuvent être mises en évidence, par le modèle vectoriel de la machine. Pour cela, on prendra les expressions vectorielles de la machine. Par la suite, on se placera dans le référentiel fixe $(\alpha_r\beta_r)$, ainsi, les tensions de la MADA, côté stator et rotor, peuvent s'écrire :

Côté stator :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{IV.3})$$

Côté rotor :

$$V_r = R_r I_r + \frac{d\varphi_r}{dt} \quad (\text{IV.4})$$

A partir de l'expression (IV.4), le flux rotorique de la MADA est donné par :

$$\varphi_r(t) = \int_0^t (V_r - R_r I_r) dt \quad (\text{IV.5})$$

La chute de tension due à la résistance du rotor $(R_r I_r)$ peut être négligée par rapport à la tension V_r (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée), on trouve alors :

$$\overline{\varphi_r}(t) = \overline{\varphi_r}(t_0) + \int_0^t \overline{V_r} dt \quad (\text{IV.6})$$

Où $\varphi_r(t_0)$ est le vecteur flux à l'instant $t = 0$.

$$\varphi_r(t) = \varphi_r(t_0) + V_r T_e \quad (\text{IV.7})$$

Pendant 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 fixes, donc le vecteur de tension appliquée est constant. Ainsi on peut écrire :

$$\overline{\varphi}_r(k+1) = \overline{\varphi}_r(k) + \overline{V}_r T_e \tag{IV.8}$$

Ou encore :

$$\Delta \overline{\varphi}_r \approx \overline{V}_r T_e \tag{IV.9}$$

Avec :

$\overline{\varphi}_r(k)$: est le vecteur du flux rotorique, ou pas d'échantillonnage actuel.

$\overline{\varphi}_r(k+1)$: est le vecteur du flux rotorique, ou pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta \overline{\varphi}_r$: est la variation du vecteur flux rotorique $(\overline{\varphi}_r(k+1) - \overline{\varphi}_r(k))$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux rotorique se déplace le long d'une droite d'axe, colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur de tension à la machine figures (IV.3, IV.4).

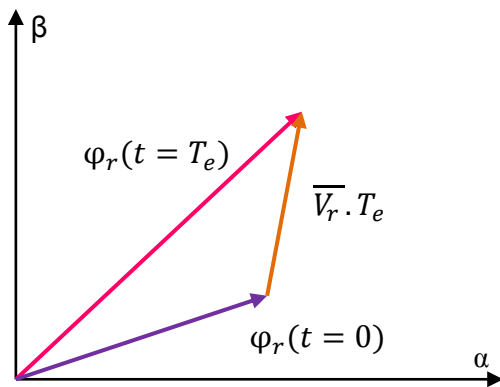


Figure (IV.3) Application d'un vecteur tension rotorique qui permet d'augmenter le module du flux rotorique.

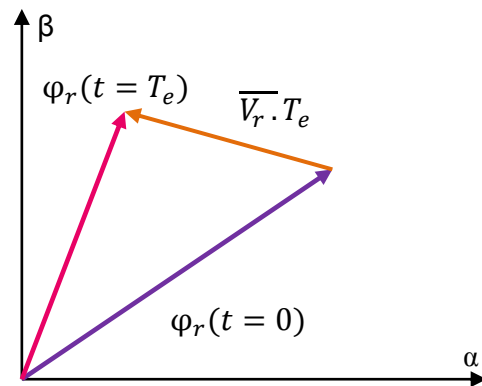


Figure (IV.4) Application d'un vecteur tension rotorique qui permet de diminuer le module du flux rotorique.

Le déplacement du vecteur flux rotorique va être assuré par l'application successive des vecteurs des tensions fournissent par l'onduleur de tension [38]. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux rotorique(Fig.IV.3) et(Fig.IV.4).Ainsi, selon le choix du vecteur tension rotorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage T_e , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux rotorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante.

Cette conclusion est illustrée par la figure (Fig.IV.5) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux rotorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence [40].

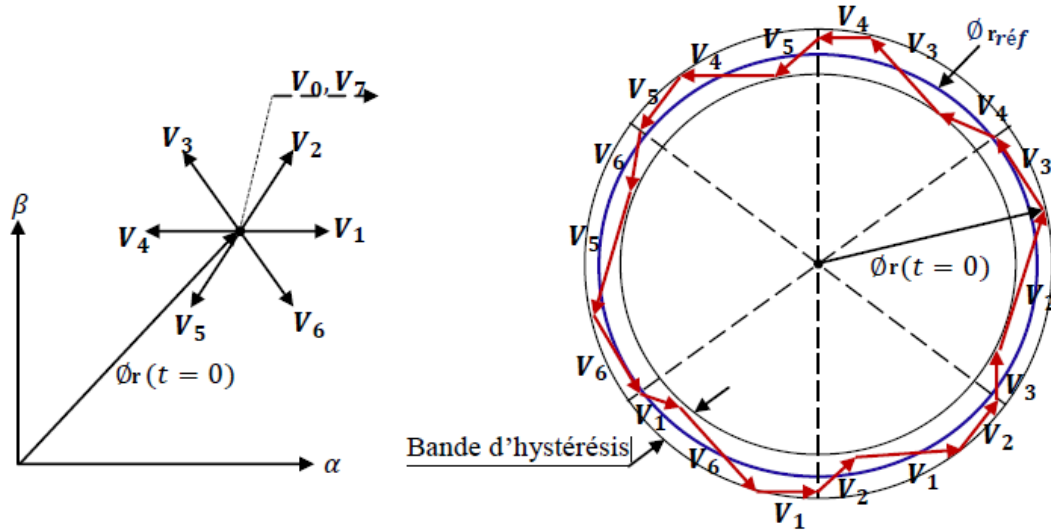


Fig.IV.5 Trajectoire du flux rotorique.

IV.4.2 Contrôle du couple électromagnétique de la machine :

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [23] :

$$C_{em} = P \cdot I_r \cdot \varphi_r$$

Avec :

$$I_r = \frac{\varphi_r}{\sigma L_r} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \varphi_s$$

$$C_{em} = - \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \varphi_s \cdot \varphi_r$$

$$C_{em} = k \cdot (\vec{\varphi}_s \wedge \vec{\varphi}_r) \tag{IV.10}$$

K : est une constante dépendant des paramètres de la machine.

$$K = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \tag{IV.11}$$

$\vec{\varphi}_s$: représente le vecteur de flux statorique.

$\vec{\varphi}_r$: représente le vecteur de flux rotorique.

$$\begin{cases} \|\vec{\varphi}_r\| = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \\ \angle\theta_r = \arctg\left(\frac{\varphi_{\beta r}}{\varphi_{\alpha r}}\right) \end{cases} \quad (IV.12)$$

Le couple peut être exprimé de la manière suivante :

$$C_{em} = \|\vec{\varphi}_s\| \cdot \|\vec{\varphi}_r\| \cdot \sin(\gamma) \quad (IV.13)$$

γ : représente l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

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

L'équation (IV.13) permet donc de conclure que la manière la plus efficace de faire varier le couple électromagnétique à l'échelle de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle (γ), entre les vecteurs flux statorique et rotorique. (Fig.IV.5).

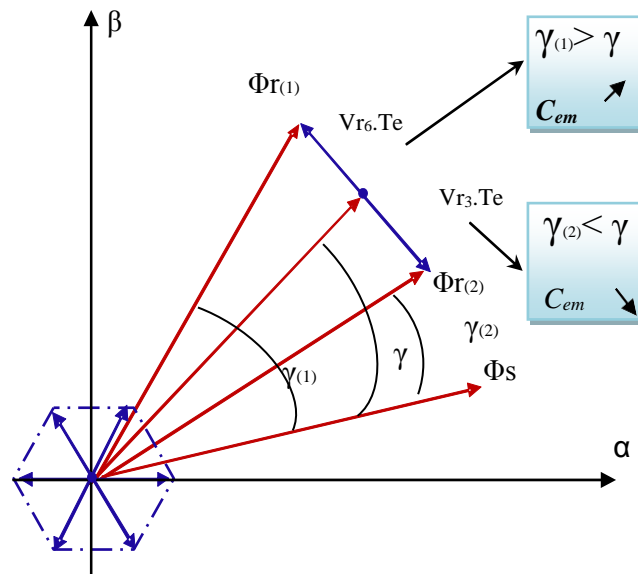


Fig.IV.6 Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tensions.

Afin d'augmenter rapidement l'angle (γ) et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux rotorique dans le sens de rotation considéré positif, si on diminue l'angle(γ) et donc avancer le vecteur flux rotorique dans le sens de rotation considéré négatif.

IV.4.3 Sélection du vecteur tension (V_r):

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela le vecteur tension doit toujours être perpendiculaire au vecteur du flux [16]. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée.

Le choix du vecteur (V_r) tension dépend de la variation souhaitée pour le module de flux rotorique (φ_r) de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de (φ_r) dans le référentiel fixe (rotor) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes. Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté ($i=1 \dots \dots \dots 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants [16]:

Si $\overrightarrow{V_{i+1}}$ est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.

Si $\overrightarrow{V_{i+2}}$ est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croit.

Si $\overrightarrow{V_{i-1}}$ est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et celle du couple décroît.

Si $\overrightarrow{V_{i-2}}$ est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si $\overrightarrow{V_0}$ ou $\overrightarrow{V_7}$ est sélectionné alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative[40].

Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure.(IV.6).

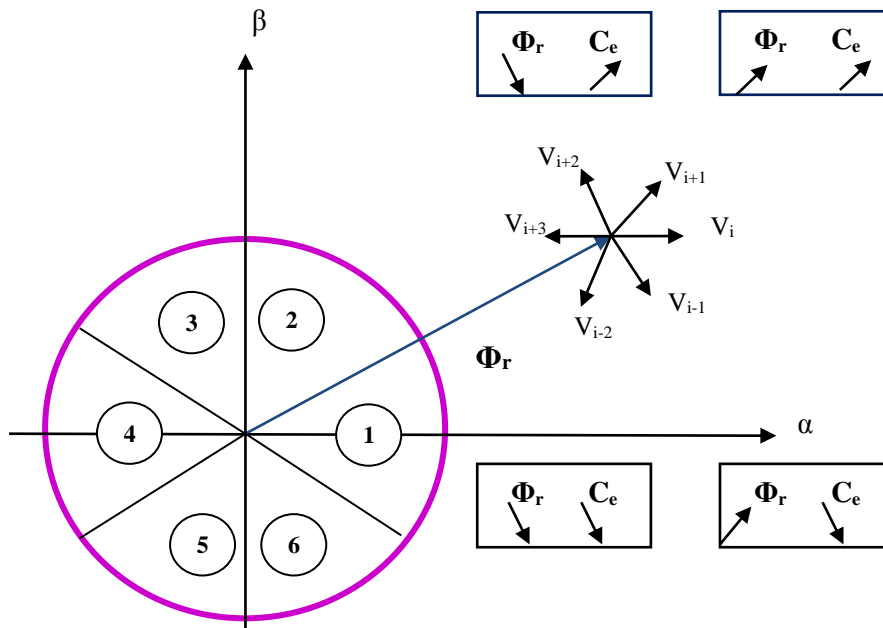


Fig.IV.7 Choix de vecteur tension.

En effet, au début de la zone i , les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} sont perpendiculaires à φ_r , d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux φ_r , alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Tandis qu'aux vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de φ_r au début de la zone i , alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire.

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i , les deux vecteurs V_i et V_{i-3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépendent de la position de φ_r dans la zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et de flux, estimé par rapport à leurs références, ainsi que la position du vecteur flux φ_r .

Un estimateur de vecteur flux φ_r , en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires.

IV.4.4 Estimation du flux rotorique :

L'estimation de flux rotorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs rotoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante [34],[35].

$$\varphi_r(t) = \int_0^t (V_r - R_r I_r) dt \tag{IV.14}$$

Le vecteur flux rotorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que :

Le module du flux rotorique s'écrit :

$$\Phi_r = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \quad (\text{IV.15})$$

Avec:

$$\begin{cases} \Phi_{r\alpha}(t) = \int_0^t (V_{r\alpha} - R_r I_{r\alpha}) dt \\ \Phi_{r\beta}(t) = \int_0^t (V_{r\beta} - R_r I_{r\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

Les composantes α et β des vecteurs courants rotoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$, sont obtenues par l'application de la transformation de *Concordia* aux courants mesurés.

$$\vec{I}_r = I_{r\alpha} + jI_{r\beta} \quad (\text{IV.17})$$

$$\begin{cases} I_{r\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{ra} \\ I_{r\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (I_{ra} - I_{rb}) \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

L'amplitude du flux rotorique est estimée à partir de ses composantes ($\Phi_{r\alpha}$) et ($\Phi_{r\beta}$) par:

$$\Phi_r = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \quad (\text{IV.19})$$

L'angle (α_r) entre le référentielle rotorique et le vecteur flux (Φ_r) est égal à :

$$\alpha_r = \arctg\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right) \quad (\text{IV.20})$$

Les composantes du vecteur de tension rotorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs.

$$\vec{V}_r = V_{r\alpha} + jV_{r\beta} \quad (\text{IV.21})$$

$$\begin{aligned} \checkmark \quad V_{r\alpha} &= \sqrt{\frac{3}{2}} E \cdot \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ \checkmark \quad V_{r\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}} E \cdot (S_b - S_c) \end{aligned} \quad (\text{IV.22})$$

IV.4.5 Estimation du couple électromagnétique :

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

$$C_{ém} = P \cdot (\varphi_{r\alpha} I_{r\beta} - \varphi_{r\beta} I_{r\alpha}) \quad (\text{IV.23})$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux rotorique et de la mesure des courants.

IV.5 Elaboration des contrôleurs de flux et du couple :

IV.5.1 Contrôleur de flux à deux niveaux :

Pour obtenir de bonnes performances dynamiques, le choix d'un contrôleur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande directe du couple. Le choix de vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence ($\varphi_{r\text{réf}}$) et le flux estimé ($\hat{\varphi}_r$).

Connaissant la valeur du module du flux rotorique estimé ($\hat{\varphi}_r$), on va calculer l'écart qui existe entre le flux de la machine et sa valeur de référence :

$$\varepsilon_f = \varphi_{r\text{réf}} - \hat{\varphi}_r \quad (\text{IV.24})$$

On place un contrôleur à hystérésis à deux états pour maintenir l'erreur dans une bande d'hystérésis de largeur ($2\Delta\varphi_r$) comme présentée la Figure (IV.8).

Si $\varepsilon_f < -\Delta\varphi_r$ ou si $\varepsilon_f > \Delta\varphi_r$, cela signifie que le flux rotorique est en train de sortir de la bande d'hystérésis. Dans le premier cas, il va falloir imposer un vecteur tension qui aura pour action de diminuer le module de flux rotorique. Dans le second cas, on imposera un vecteur tension qui aura pour action d'augmenter le module du flux rotorique.

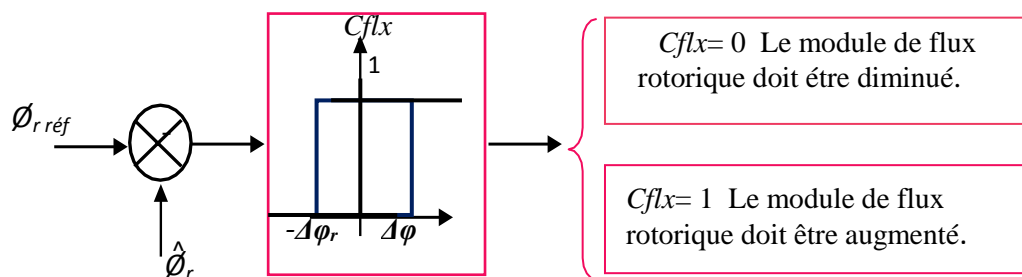


Fig.IV.8 Contrôle à hystérésis à deux niveaux.

IV .5.2 Correcteur du couple à trois niveaux

Le contrôleur du couple va maintenir le couple électromagnétique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence. La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux [38]. Le contrôle deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux rotorique figure (IV.8), il présente l'avantage de la simplicité d'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation ; donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant, le contrôleur à trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif [42].

La sortie du correcteur, représentée par la variable logique booléenne C_{cpl} indique directement l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl}=1$ pour une consigne positive et $C_{cpl}=-1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($C_{cpl}=0$). La figure (IV.9) montre ce type de correcteur.

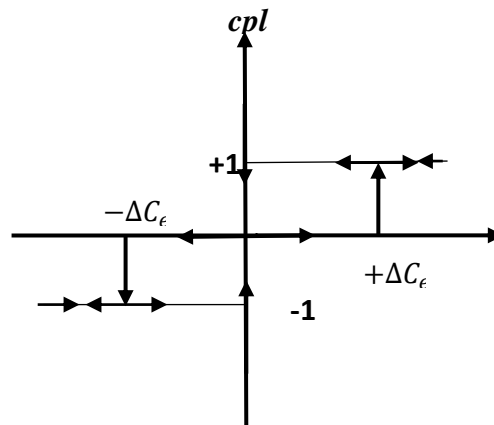


Fig.IV.9 Correcteur de couple à trois niveaux

IV.6Elaboration de la table de commutation

D'Après le principe de la DTC, la sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est effectuée sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple. En considérant le vecteur flux $\overline{\varphi}_r$ dans le référentiel rotorique divisé en six secteurs, les vecteurs V_i, V_{i+1} et V_{i-1} peuvent être sélectionnés pour

augmenter son amplitude. Inversement la décroissance de $\overline{\varphi_r}$ peut être obtenue par la sélection des vecteurs V_{i+2} , V_{i+3} et V_{i-2} le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux rotorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension rotorique

$$R_r I_r.$$

Le tableau (IV.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux rotorique et le couple.

	Augmentation	Diminution
φ_r	V_i, V_{i-1} et V_{i+1}	V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3}
C_{em}	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Tableau.IV.2 Table de commutation généralisée [23].

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux rotorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\varphi_r \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\varphi_r \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tableau.IV.3 Table de commande du flux [34].

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_{em} \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tableau.IV.4 Table de commande du couple [34].

IV.6.1 Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple

Finalelement, la comparaison des tables de commande du module du flux rotorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls.

IV.6.1.1 Table de commutation avec les vectrices tensions actives :

Dans ce cas on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on l'on vu précédemment [38].

<i>flux</i>	<i>couple</i>	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
<i>C_{flx}=0</i>	<i>C_{cpl}=1</i>	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	<i>C_{cpl}=0</i>	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3
	<i>C_{cpl}=-1</i>	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
<i>C_{flx}=1</i>	<i>C_{cpl}=1</i>	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	<i>C_{cpl}=0</i>	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
	<i>C_{cpl}=-1</i>	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5

Tableau.IV.5 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs des tensions non nuls [34].

IV.6.1.2 Elaboration de la table de commutation avec les vectrices tensions nulles

L'action de vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple, est assez semblable. Mais leur influence sur la variation du flux est différente car l'application du vecteur nul n'affecte légèrement le module de flux alors que le vecteur radial l'affecte fortement. Par conséquent, pour garder le flux $\overline{\varphi}_r$ dans la bande de contrôleur à hystérésis un nombre de commutation est exigé. Pour limiter le nombre de commutation il devrait être apporté d'utiliser un vecteur nul. De l'autre côté, à basse vitesse le système de contrôle sélectionnant un vecteur nul durant un temps considérable implique une diminution indésirable du flux (l'influence de la chute de tension $R_r \overline{I}_r$).

<i>flux</i>	<i>couple</i>	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
<i>Cflx=0</i>	<i>Ccpl=1</i>	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	<i>Ccpl=0</i>	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	<i>Ccpl=-1</i>	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
<i>Cflx=1</i>	<i>Ccpl=1</i>	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	<i>Ccpl=0</i>	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	<i>Ccpl=-1</i>	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5

Tableau.IV.6 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tensions nuls [34].

IV.7 Schéma de la commande directe du couple

La structure détaillée de la commande directe du couple DTC de la MADA est présentée à la figure(IV.10) La structure est nettement simplifiée comparativement à la commande vectorielle puisqu'une seule transformation de référentiel est nécessaire, les boucles de régulation proportionnelle et intégrale ont été remplacées par des régulateurs à hystérésis et aucun découplage par compensation [38].

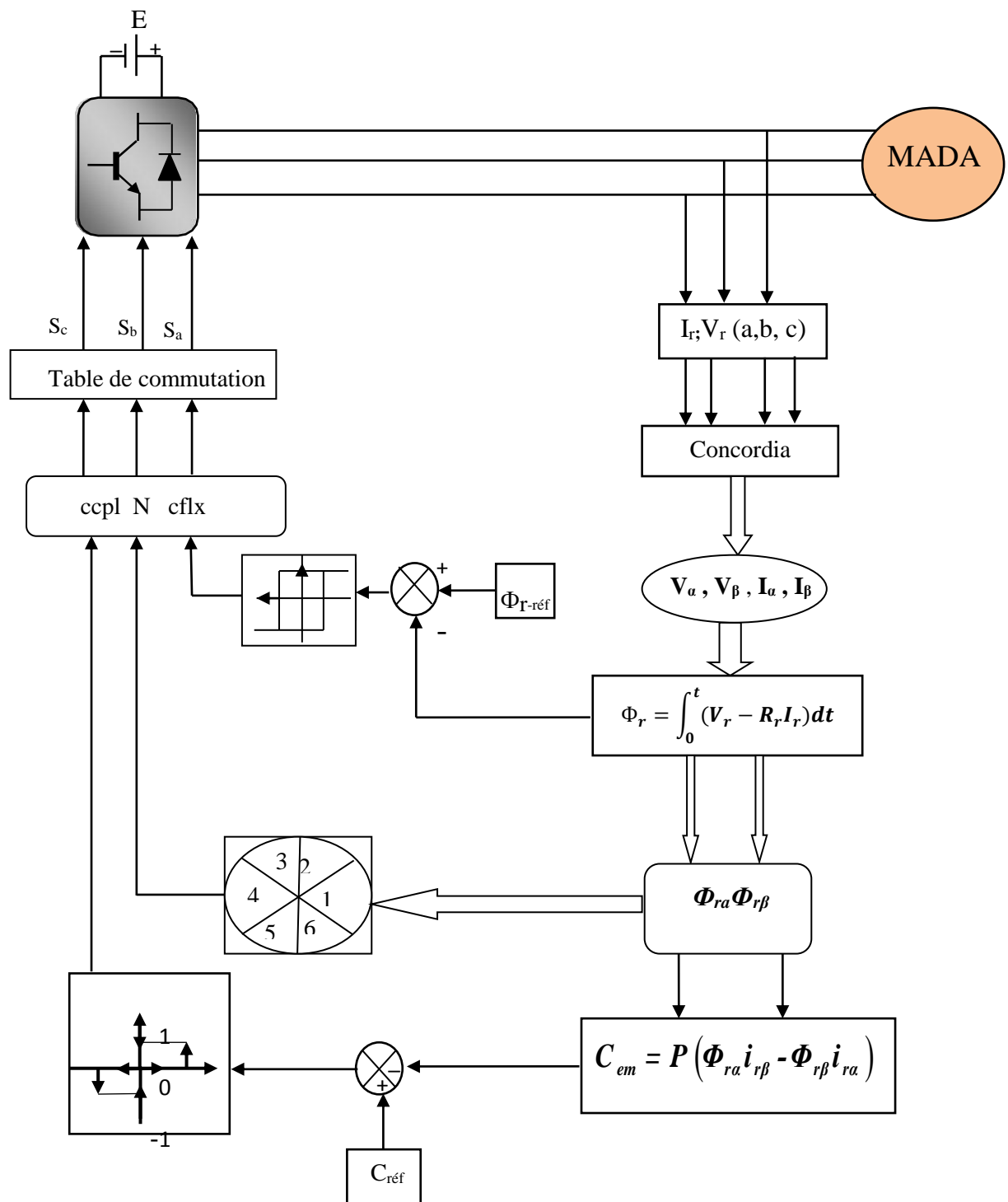


Fig.IV.10 Schéma de la commande directe du couple

IV.8 Résultats de simulation

Les résultats à présenter ont été obtenus à l'aide d'un programme de simulation d'une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe et l'outil utilisé est l'environnement Matlab/Simulink.

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes:

1. La bande d'hystérésis du comparateur de couple est, dans ce cas, fixée à $\pm 0.01 \text{ N.m}$, et celle du comparateur de flux à $\pm 0.02 \text{ wb}$, $\phi_r(\text{réf}) = 1.14 \text{ wb}$.

Les figures (IV.11), (IV.12), (IV.13) représentent les résultats de simulation obtenus en nement en charge à l'instant $t=1.4\text{s}$ jusqu'à 1.8s avec un couple de -20 N.m .

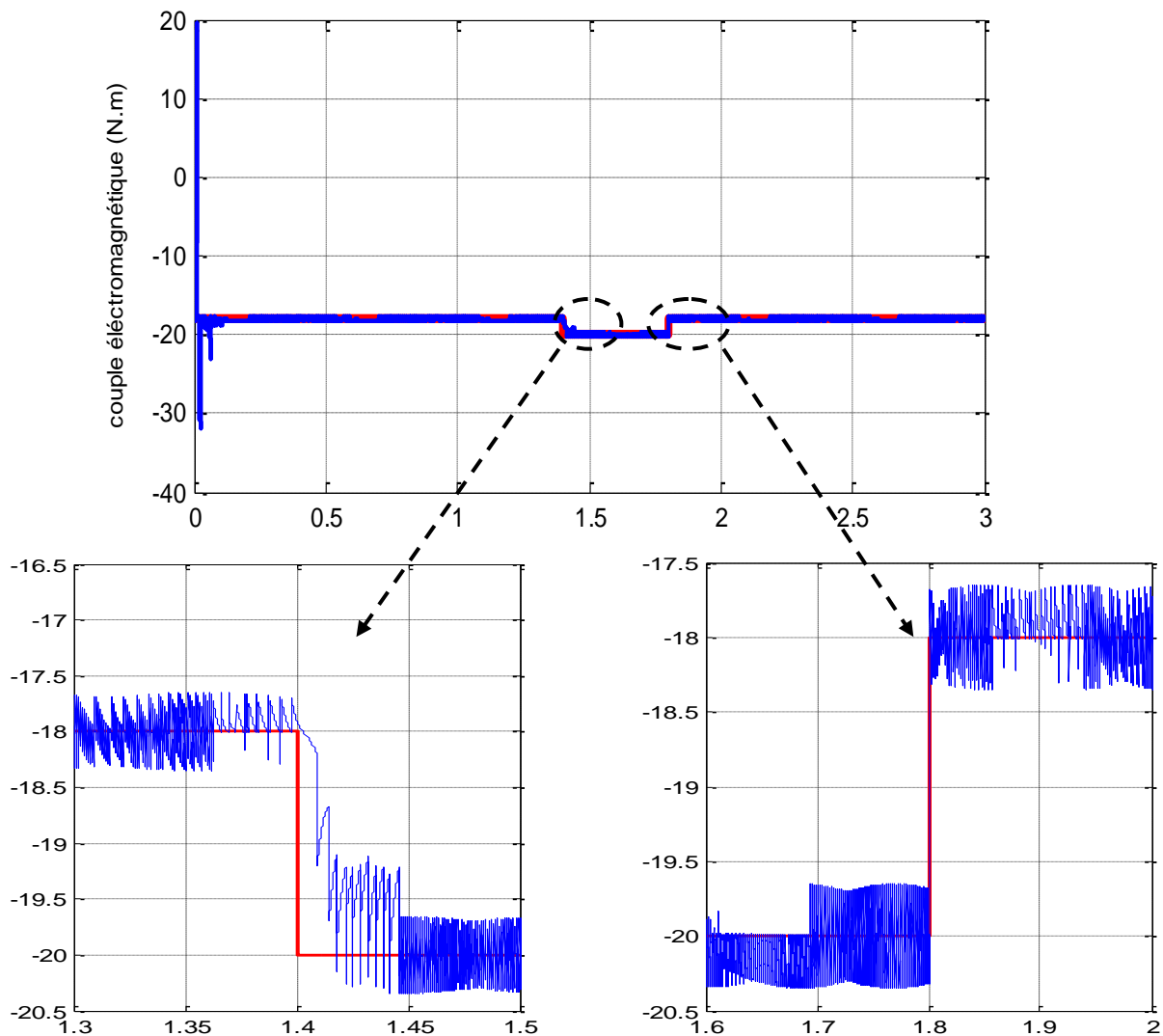


Fig.IV.11 Evolution du couple électromagnétique.

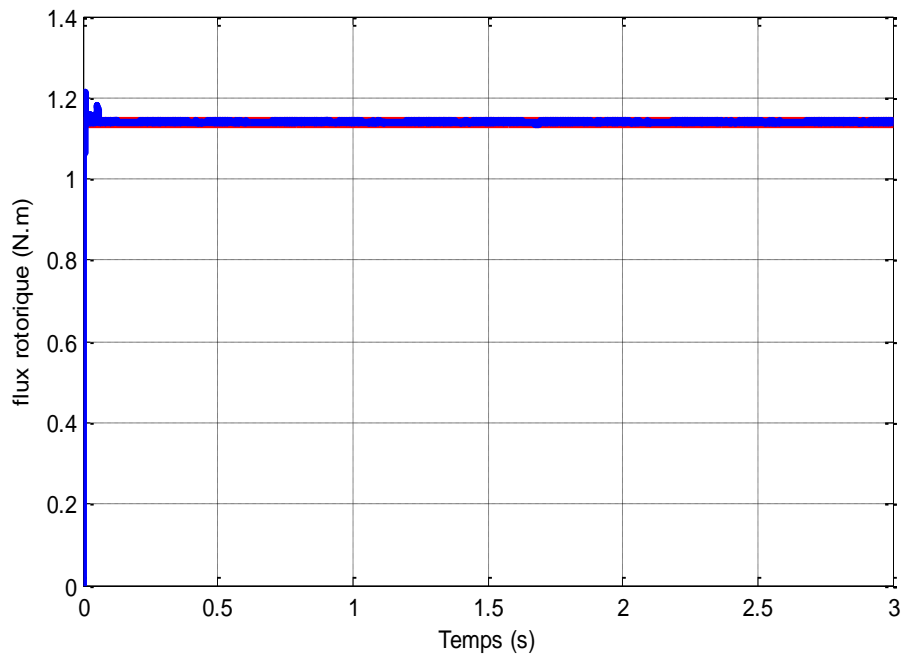


Fig.IV.12 Évolution du flux rotorique ($\varphi_{\alpha\beta}$) estimé.

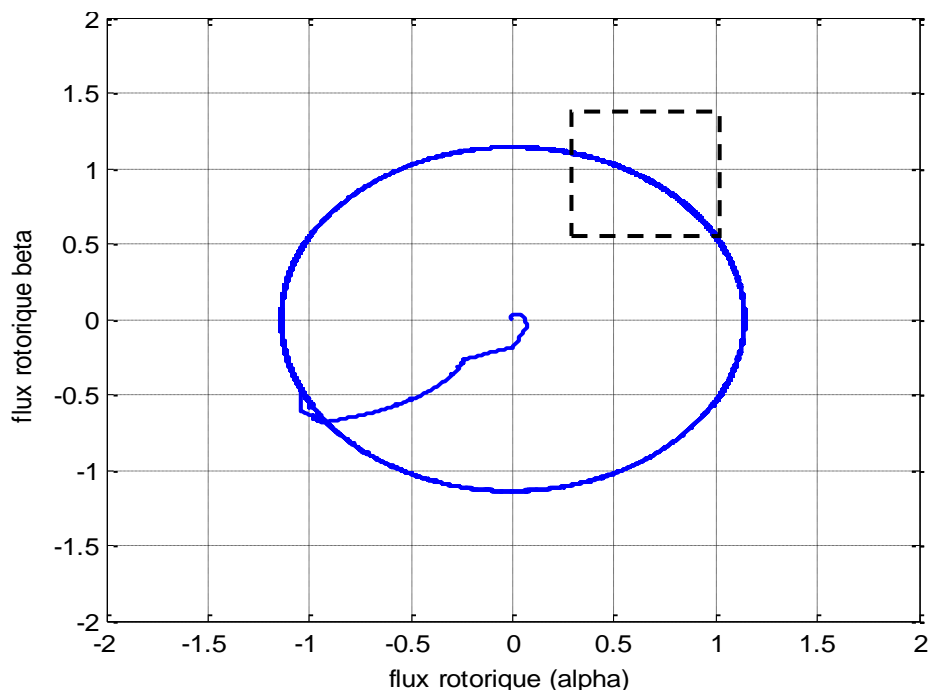


Fig.IV.13 Évolution de trajectoire du flux rotorique ($\varphi_{\alpha\beta}$) estimé.

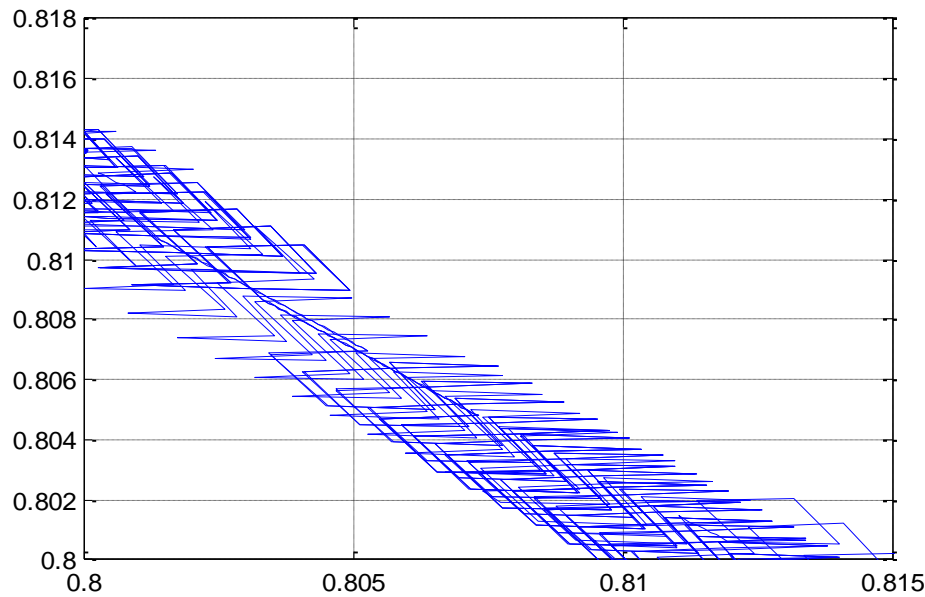


Fig.IV.14 Zoom de trajectoire du flux rotorique estimé.

IV.8.1 Interprétation des résultats

On voit clairement que le couple délivré par la machine ainsi que le flux rotorique et le couple suivent leurs références parfaitement, sachant que le flux de référence est $\varphi_{r_ref}=1.14$ Wb. Ce qui confirme l'avantage de la DTC qui est l'imposition direct de l'amplitude du couple et des flux, figure (IV.11) et (IV.12). L'attitude circulaire de flux et interprétée par la constance de son module, voire figure (IV.13), malgré la variation du couple, cela signifie le découplage entre ces deux grandeurs.

IV.9 Conclusion

Dans ce chapitre, les principaux concepts de base de la commande directe du couple «DTC» ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé du couple et du flux rotorique en utilisant un choix convenable des vecteurs tensions de l'onduleur. L'un des avantages de ce type de commande est le non nécessité du capteur mécanique. D'un autre coté, l'inconvénient principal est la présence des oscillations au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation.



Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire, présente la commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone à double alimentation, basées sur l'orientation du flux rotorique. Cette nouvelle structure ne nécessite pas de capteur mécanique pour connaître la position du rotor et la vitesse de la machine. La dynamique du couple obtenue est très importante tout en gardant une bonne précision du contrôle.

Le premier chapitre de ce travail a été consacré à l'établissement d'un état de l'art relatif à la machine asynchrone à double alimentation, nous avons présenté quelques notions concernant sa description, ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation. La mise en équation des différentes grandeurs caractérisant la machine étudiée, nous a permis d'établir un modèle mathématique équivalent dont la complexité a été réduite en se basant sur certaines hypothèses simplificatrices. Les résultats de simulation obtenus de ce modèle ce fait sur Matlab, ils montrent bien les grandes performances de réglage par des régulateurs PI, dans les deux cas sans et avec onduleur. Ces derniers présentent un bon découplage au réglage des puissances active et réactive et au niveau du rotor ou d'autre manier celle du flux et du couple.

Le modèle analytique simplifié de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) a été établi suivi par une étude comparative entre les deux types de fonctionnement Moteur et Générateur pour assimiler le comportement de ce type de machine dans ces différents régimes de fonctionnement.

La génératrice asynchrone été destinée pour la production d'énergie électrique dans plusieurs domaine, il est donc très utile de raisonner en terme de puissance. Pour cela, la commande vectorielle est élaborée dans le troisième chapitre en puissance active et réactive statoriques. Dans ce chapitre, on a présenté l'étude théorique de la commande vectorielle, ou on a exprimé les grandeurs statoriques de la GADA en fonction des grandeurs rotoriques ayant pour but le pilotage de la GADA par le rotor. Le bon suivi des consignes pour les deux puissances statoriques "active et réactive" par les puissances réelles débitées par le stator de la machine a montré l'efficacité de la commande appliquée à priori la stratégie de régulation en MLI par un onduleur à deux niveaux alimenté par une source continue supposée parfaite.

Conclusion générale

Dans le quatrième chapitre, on a proposé la stratégie de contrôle DTC (Direct torque control), appliquée au onduleur a deux niveaux, nous sommes intéressés à la commande DTC classique (DTC-C). Ce type de commande considère le convertisseur associé à la génératrice comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique du couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs sont présents. Premièrement, la détermination des états de commutation est déterminée par les informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis. Deuxièmement, la durée des commutations est variable, ce qui conduit à des oscillations du couple et de flux. Les résultats de simulation de la DTC-C ont confirmé ces inconvénients (oscillations du couple et de flux et un taux d'harmoniques élevé des courants).



Bibliographie

Bibliographie

- [1] **V. Paul-Etienne**, « Commande non-Linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [2] **F. Poitiers**, « Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'Utilisation de l'Energie Eolienne : Machine Asynchrone à Cage Autonome, Machine Asynchrone à Double Alimentation Reliée au Réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [3] **Z. Tamindjoute, A. Touati**, « Etude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) », Université A/Mira de Bejaia, 2017.
- [4] **I. Hamzaoui**, « Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur », Mémoire de magister ENP d'Algérie ,2008.
- [5] **D. Forchetti, G. Garcia, M. I. Valla**, « Vector control strategy for a doubly-fed stand-alone induction generator», Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the IEEE journal, Vol. 2, pp. 0_1-VI, 2002
- [6] **A. Boyette**, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone a double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11, France, 2006.
- [7] **R.Abdessemed**, « modélisation et simulation des machines électriques » livre en électrotechnique, imprimé en France, mai 2011.
- [8] **B. Hopfenspeger et D.J.Atkinson**, « Doubly-fed a.c. machines: classification and Comparison, European Conference on Power». Electronics and Applications (EPE), Gras, 2001.
- [9] **K.Loukal** « Commande Robuste des Machines Asynchrones à double alimentation à base des systèmes flous type deux », thèse doctorat, Université Mohamed Boudiaf de m'sila ,2017.

Bibliographie

[10] **G. Salloum**, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse doctorat, L'institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.

[11] **R.Rouabhi**, « Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée », Thèse de doctorat, université Batna ,2016.

[12] **Y. Elbia**, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.

[13]**S. Ardjoun** « Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone Double Alimentation », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2010.

[14] **N. Akkari**, « Contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat. Université de Batna, Batna, 2010.

[15] **H. Amimeur**, « Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile ». Thèse doctorat, Université de Batna, Algérie, 2012.

[16] **F.Boumaraf**, « Commande d'un Aérogénérateur Apport Des Techniques de L'intelligence Artificielle », Thèse doctorat, Université de Batna, Algérie, Le 24 Juin 2014.

[17] **M.Djafar**, « Etude et contrôle de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur », Mémoire de Master, université de M'sila, 2014.

[18] **Y.Mekhich**, « L'optimisation de puissance des éoliennes à vitesse variable », Mémoire de Master, université de M'sila, 2012.

Bibliographie

[19] **I.Mezarzi**, « Contribution à la modélisation et la commande d'une éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation », Mémoire de Master, université de M'sila, 2013.

[20] **DJ.Cherifi**, « Estimation de la vitesse et de la résistance rotorique pour la commande par orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique », Thèse de Doctorat., U.S.T.O d'Oran, 2014.

[21] **M. Abdallah et AB. Ahmed**, « Commande Vectorielle Sans Capteur de Vitesse de la Machine Asynchrone à Double Alimentation en Utilisant un Observateur de Luenberger », Mémoire de Master, université de Dr. Tahar Moulay de Saïda ,2017.

[22] **R. Rouabhi**, « Étude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation Application : Energie éolienne », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas-Sétif 2012.

[23] **Y.Djeriri**, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de doctorat en Electrotechnique, université Djilali liabes de SIDI-BEL-ABBES, Algérie, 2015.

[24] **S.Metalta**, « Optimisation et Régulation des Puissances d'une éolienne a Base d'une MADA », Mémoire de Magister, ENSP, 2009.

[25] **T. Belhoul**, « Etude et Contrôle des Aérogénérateurs à base des Machines Asynchrones Double Alimentées Connectées à un Réseau Electrique Autonome », Mémoire Magister, Université A.MIRA-BEJAIA, 2013.

[26] **O.Djaafriet A. Harizi**, « Modélisation, simulation et contrôle d'une turbine éolienne », Mémoire Master Académique, Université M'sila, 2017.

[27] **F. Akel**, « Etude et réalisation d'un émulateur de turbine éolienne », Mémoire De Magister En, Ecole Militaire Polytechnique, 2009.

Bibliographie

- [28] **F.Merrahi**, « Alimentation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation (application à l'énergie éolienne) », Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique 2007.
- [29] **F. Dehoum**, « Commande vectorielle d'une génératrice asynchrone double alimentation «GADA» pour l'utilisation de l'énergie éolienne », mémoire d'ingénieur d'état, université de m'sila ,2011.
- [30] **S. Tamalouzet**, « contribution à l'étude, conception et la commande des convertisseurs électromagnétiques double alimentés », Thèse de Doctorat de l'université de Bejaia. 2017.
- [31] **R. Toufouti**, « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat en Science en Electrotechnique, Université de Constantine, Algérie, Juin 2008.
- [32] **Y. Djeriri**, A. Meroufel, A. Massoum, « Artificial neural network based direct torque control of doubly fed induction generator », Journal of Electrical Engineering, JEE, Romania, ISSN 1582-4594, Vol.14, No.2, pp.71-79, June 2014.
- [33] **J.Bonal, G. Segui**, « Entraînement Electrique à Vitesse Variable, Rappels d'Electrotechnique de Puissance et d'Automatisme les Variateurs Electroniques de Vitesse », Volume 2, Edition Technique et Documentation, Paris, 1998.
- [34] **O.Benaouda**, « Application des techniques de l'intelligence (LF-RN) pour le contrôle direct de couple d'une MAS alimentée par des onduleurs multiniveaux », Mémoire de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2013.
- [35] **H.Ziane**, « Commande vectoriel des machines asynchrones à aiment permanents avec compensation de temps mort de l'onduleur, commande sans capteur mécanique », Thèse de magistère, Bejaia, 2001.
- [36] **M.Gagui**, « Commande directe du couple d'un moteur asynchrone», Mémoire de Master, Université Mohamed Khider Biskra, 2018.
- [37] **B, Ouiz, AB, Tebaa** « Commande directe du couple d'un moteur asynchrone à double alimentation», Mémoire de Master de l'université de Bejaia. 2017.

Bibliographie

[38] **A, Zemmit** « Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes», Thèse de Doctorat de l'université de M'sila. 2017.

[39] **N.Medjenah, CH, Hamoudi** « Amélioration de la performance de la commande des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée», Mémoire de Master, de l'université de M'sila.

[40] **A.M.Arcker**, « Contrôle direct du couple électromagnétique des machines asynchrones de grande puissance », Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Février 1999.

[41] **A.Berkani**, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux basé sur la logique floue et l'apprentissage par renforcement» , Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique d'Alger, Algérie, 2009.

[42] **R.Zaimeddine**, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux», Thèse de Doctorat de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, juillet 2007.

Annexe A

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

A.1.1) Valeurs nominales:

Puissance nominale: $p_n = 4kw$

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

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

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

Nombre de paires de pole : $P=2$

A.1.2) Paramètre:

Résistance du stator: $R_s = 1.2\Omega$

Résistance du rotor: $R_r = 1.8\Omega$

Inductance du rotor: $L_r = 0.1568H$

Inductance du stator: $L_s = 0.1554H$

Inductance mutuelle: $M = 0.15H$

A.1.3) Constantes mécaniques :

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

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

Annexes B

B.1) La transformation de CONCORDIA

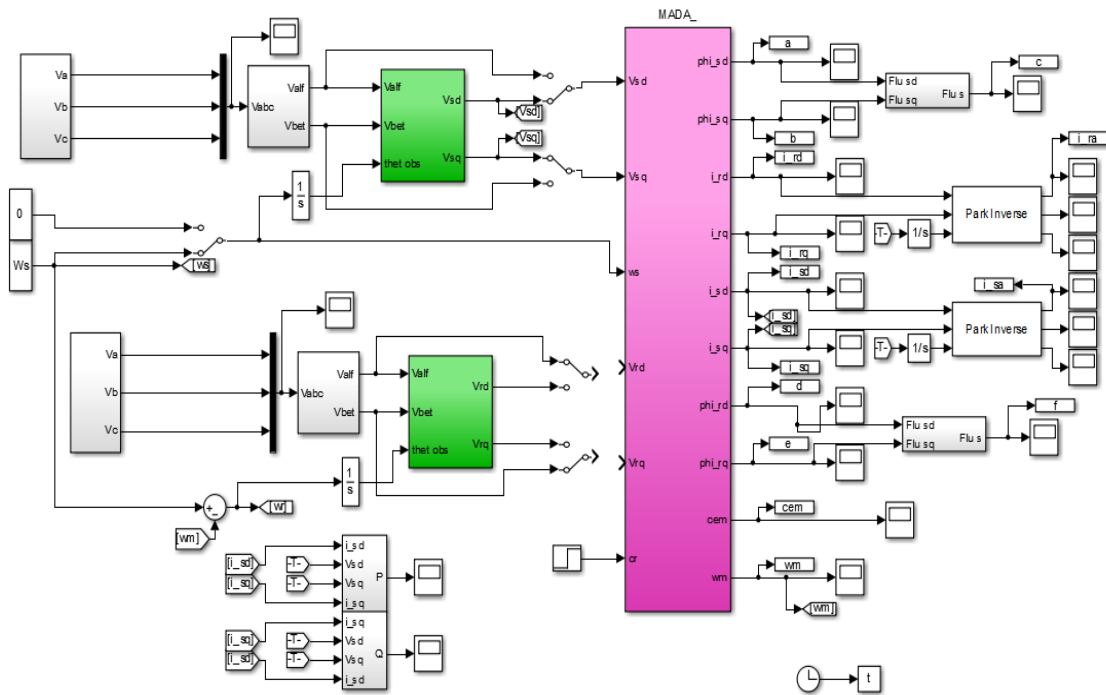
A la différence de la transformée de Clarke qui n'est pas unitaire, la transformée de Concordia conserve la puissance. Les puissances actives et réactives calculées dans le nouveau système ont donc les mêmes valeurs que dans le système initial. La matrice de Concordia vaut:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}$$

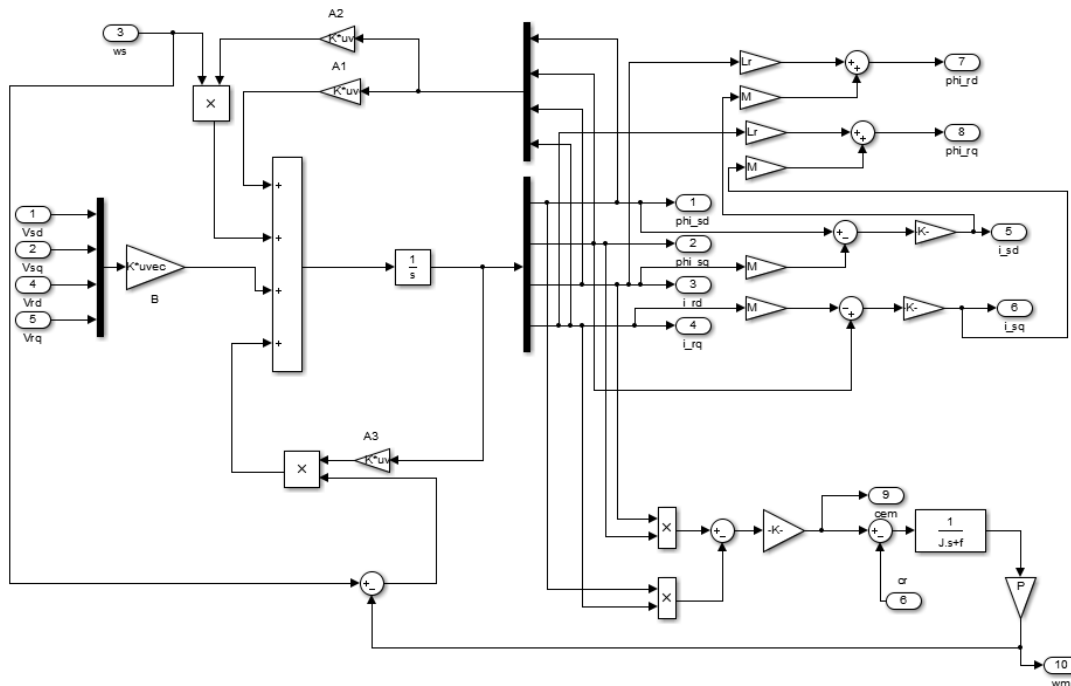
La matrice inverse de Concordia est égale à la transposée de la matrice Concordia

$$P^{-1}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

B.2) Schéma de la simulation de MADA:



B.3) Le modèle de la MADA sous Simulink/MATLAB.



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

SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Proposé et dirigé par **M^{me}: BELOUNIS Ouassila**

Présenté par : **BERRA Turkiya Amina & DJEDI Noura**

Thème

Commande Directe du Couple DTC d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA)

Résumé

Ce mémoire traite la modélisation, le contrôle et la simulation d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) connectée directement au réseau par son stator et pilotée par son rotor par un onduleur à deux niveaux. Dans le premier chapitre on a présenté un état de l'art sur la MADA (structure, principe de fonctionnement, avantages et inconvénients ...), puis la modélisation de la machine asynchrone à double et de son alimentation est détaillée avec les résultats de simulation dans le deuxième chapitre, après nous avons présenté la commande vectorielle et ses types pour contrôler les puissances active et réactive générées par cette machine dans le troisième chapitre.

Le dernier chapitre a été consacré à la mise en œuvre de l'application de la technique de commande directe du couple (DTC) pour améliorer les performances du système à contrôler, afin de réduire les oscillations du couple et du flux.

Mots clés

Machine asynchrone à double alimentation (MADA), Modélisation, Commande Vectorielle, Onduleur à deux niveaux, Contrôle direct du couple (DTC).

N° d'ordre : **CSE-04**