



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



Université Abou Bekr Belkaïd – Tlemcen

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique et Electronique

Filière : Electrotechnique

Master : Académique

Spécialité : Commande des machines électriques

Intitulé :

Commandes non linéaires d'une machine asynchrone double alimentation

Présenté par :

BOUSSAID Rafik

MORAD Mohammed Abdelhalim

Soutenue publiquement le 20 /06/2016

Jury :

Président : S.M.MELIANI M.C.A

Examineur : M.C.BENHABIB M.C.A

Encadreur : M. CHABANE M.A.A

Année Universitaire : 2015 / 2016

تحكم لا خطى للآلة اللاتزامنية مزدوجة التغذية

ملخص

تقدم هذه الدراسة استراتيجيات التحكم الغير خطى (قيادة الخطية المداخل والمخارج و القيادة بواسطة الباكستيبينغ) مطبقة على تنظيم سرعة محرك لامتزامن مزدوج التغذية. حيث أن لفات الجزء الدوار مرتبطة بموج للتوتر الكهربائي مزود بتقنية النبض معدلة العرض, إما الجزء الثابت مغذى مباشرة من الشبكة الكهربائية. ثم نقوم بدراسة سلوك التحكم واختبار متانته بالنسبة لتغيرات خصائص المحرك مع تقديم نتائج و محاكاة .

مفاتيح

* الآلة اللاتزامنية مزدوجة التغذية
* التحكم الغير خطى

Commande non linéaire de la machine asynchrone double alimentation

Résumé

Cette étude présente des stratégies de la commande non linéaire (Commande par linéarisation entrée sortie et la commande backstepping) appliquées à la commande en vitesse d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation MADA (moteur), dont les enroulements rotoriques sont reliés à un onduleurs de tensions à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) . Des tests de robustesse de la commande vis-à-vis des variations des paramètres internes et externes de la machine sont effectués, des résultats de simulations sont présentés.

Mots Clés :

- Machine asynchrone à double alimentation.
- Commande non linéaire.

Non-linear control doubly fed induction machine

Abstract

This study deals with control non linear strategies (Non-linear control by state feedback and nonlinear control by Backstepping) applied to the rotation speed feedback of a doubly fed induction machine DFIM (motor), whose stator and rotor windings are connected to one Pulse Width Modulation (PWM) voltage source inverters. The test of robustness of the controllers against machine parameters uncertainty will be tackled, and the simulations will be presented.

Key words

- Doubly Fed Induction Machine (DFIM),
- Control non linear,

SOMMAIRE

Avant propos

Remerciement	i
Dédicace.....	ii
Liste des figures.....	iv
Liste des tables	vi
Liste des symboles.....	vii

Introduction générale.....	1
-----------------------------------	----------

CHAPITRE-I : ÉTAT DE L'ART DU MADA

I.1.Introduction.....	4
I.2. Description de la machine asynchrone à double alimentation.....	4
I.3. Classification	6
I.3.1. Machine à double alimentation à rotor bobiné (standard).....	7
I.3.2. Machine à double alimentation en cascade asynchrone.....	8
I.3.3 Machine à double alimentation sans balais.....	9
I.4.Principe de fonctionnement.....	11
I.5.Modes opérationnels de la MADA.....	12
I.5.1. Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.....	12
I.5.2. Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.....	13
I.5.3. Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone.....	13
I.5.4. Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone.....	13
I.6. Entraînements à vitesse variable.....	13
I.6.1.Coté stator.....	13
I.6.1.Coté rotor.....	14
I.7.Domain d'application de la MADA.....	14
I.7.1.Fonctionnement pour application moteur.....	14
I.7.1.a. Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur	15
I.7.1.b. Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs	16
I.7.2. Fonctionnement en génératrice	17
I.8.Avantages et inconvénients de la MADA.....	18
I.8.1. Avantages	18
I.8.2.Inconvénients.....	19
I.9. Conclusion	20

CHAPITRE-II : MODELISATION DE LA MADA ET SON ALIMENTATION

II.1.Introduction.....	21
II.2. Modélisation de la MADA.....	22
II.2.1. Hypothèses simplificatrices	22
II.3. Modèle triphasé de la MADA.....	23
II.3.1. Représentation de la machine dans l'espace électrique	23
II.3.2. Équations électriques réelles de la machine.....	23

II.3.3.Équations magnétiques.....	24
II.3.4.Équation mécanique.....	25
II.4.Modèle biphasé de la MADA.....	25
II.4.1.Les transformations usuelles.....	26
II.4.2.Transformation Park.....	27
II.5. Modèle mathématique de la MADA dans le plan (dq).....	28
II.5.1. Application de la transformation de Park.....	28
II.5.2. Le modèle mathématique dans le référentiel de Park.....	30
II.5.3.Choix du référentiel de Park.....	34
II.6.Mise sous forme d'équations d'état	34
II.7. Simulation de la MADA alimentée par le réseau électrique.....	36
II.8.Modélisation de l'alimentation de la MADA.....	41
II.8.1.Modélisation du redresseur.....	42
II.8.2.Modélisation du filtre.....	42
II.8.3.Modélisation de l'onduleur triphasé à MLI.....	43
II.8.4. Stratégie de commande par MLI triangulo-sinusoïdale.....	45
II.9. Simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI.....	46
II.10.Conclusion.....	48

CHAPITRE-III : ETUDE DE LA COMMANDE NON LINEAIRE

III.1.Introduction.....	49
III.2. Commande par linéarisation entrée-sortie.....	49
III.3 Principe de linéarisation au sens des entrées-sorties.....	50
III.3.1.Objectif.....	50
III.3.2.Hypothèses.....	50
III.3.3.Principe.....	50
III.3.4. Dynamiques des Zéros.....	51
III.3.5.Linéarisation entrées-sorties d'un système SISO.....	52
III.3.6. Linéarisation entrées-sorties d'un système multi variables.....	53
III.4. Linéarisation entrées-sorties de la MADA.....	57
III.4.1.Modèle d'état non linéaire de la MADA.....	57
III.4.2.Application de la technique de linéarisation entrée sortie à la MADA.....	58
III.4.3 Condition de linéarisation.....	58
III.5. Simulation.....	62
III.5.1. Le démarrage à vide avec l'introduction d'un couple de charge.....	62
III.5.2.Test de réglage de vitesse.....	64
III.5.3. Test de variation de résistance statorique	65
III.5.4.Test de variation de résistance rotorique.....	66
III.5.5.Test de variation des paramètres mécanique.....	67
III.6.Conclusion	69

CHAPITRE-IV : COMMANDE PAR BACKSTEPPING DE LA MADA

IV.1. Introduction.....	70
IV.2. Généralités sur le principe du Backstepping.....	70
IV.2.1.Historique.....	70
IV.2.2.Principe de l'approche du Backstepping.....	70
IV.2.2.Application du Backstepping pour les systèmes du second ordre.....	71
IV.2.3.Application du Backstepping pour les systèmes du troisième ordre.....	74
IV.3.Commande par backstepping de la MADA.....	76
IV.3.1.Principe de la commande Vectorielle par orientation du flux rotorique.....	76
IV.3.2. Application du Backstepping à la commande de la MADA.....	78
IV.4. Résultats de simulation.....	81
IV.4.1. Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge.....	82
IV.4.2. Test de réglage de vitesse.....	83
IV.4.3. Test de variation de la résistance statorique.....	84
IV.4.4. Test de variation de la résistance rotorique.....	85
IV.4.5. Test de variation des paramètres mécaniques.....	86
IV.5.conclusion.....	87
Conclusion générale.....	88
Annexe	
Annexes[a].....	90
Annexes[b].....	91
Annexes[c].....	96
Bibliographie.....	99

Remerciements

Tout d'abord on remercie le bon dieu puissant de la bonne santé, la volonté et de la patience qu'il nous a donnée tout au long de notre étude.

Nous remercions Très sincèrement **Mr Cabane Mohamed** notre encadreur de ce travail, pour ses conseils pertinents, et ses orientations judicieuses sa patience et diligence, et par ses suggestions a grandement facilité ce travail.

Nous remercions aussi Monsieur **S.M. MELIANI** Maitre-de conférences, Monsieur **M.C.BENHABIB** Maitre-de conférences, Monsieur **Mr MECHERNENE A** Maître de conférences à la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen, d'avoir accepté leur participation au jury de mémoire.

Nous tenons à remercier aussi tous les enseignants qui nous ont pris en charge durant les années de notre cursus, aussi, celles et ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail.

Enfin, nous adressons notre plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours soutenu et encouragé au cours de la réalisation de ce mémoire.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

✚ à mes parents,

✚ à ma femme,

✚ Et toute ma famille,

Et aussi mes amis :

✚ Mon chef de service pour ces encouragements A. FODIL,

✚ Monsieur BOUFDAN.M,

✚ Mon binôme BOUSSAID R,

MORAD MOHAMMED ABDELHALIM

Dédicaces

*Ce mémoire, fruit de mon modeste travail est dédié à tous ceux qui
m'ont soutenue durant cette période de préparation,*

*Surtout mon père et ma familles, mes amis et sans oublier mon
binôme Morad*

A toute la promo CMDE 2016 ;

BOUSSAID RAFIK

Liste des figures

Chapitre 1

Figure(I.1) : Symbole d'une Machine Asynchrone Double Alimentation	04
Figure (I.2.a): Stator	05
Figure (I.2.b): rotor bobiné	05
Figure (I.2.c) : Bagues	05
Figure (I.2.d) : porte balais	05
Figure (I.3) : Schéma d'alimentation typique d'une MADA	06
Figure (I.4) : Les différentes variétés de la MADA.....	07
Figure (I.5) : Schéma de principe d'une MADA simple.....	08
Figure (I.6) : Schéma de principe d'une MADA en cascade asynchrone.....	08
Figure (I.7) : Schéma de principe d'une MADA sans balais.....	09
Figure (I.8) : Mode et régime de fonctionnement de la MADA.....	12
Figure (I.9) : Architecture d'un système d'entraînement à vitesse variable.....	15
Figure (I.10.a) : Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par un seul cycloconvertisseur.....	15
Figure (I.10.b) : Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par un onduleur associé à redresseur	16
Figure (I.11.a) : Schéma synoptique pour l'alimentation par deux cyclo-convertisseur.....	16
Figure (I.11.b) : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA par deux onduleurs avec deux bus continus indépendants.....	17
Figure (I.11.c) : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA avec deux onduleurs et un bus continu commun.....	17
Figure (I.12) : Schéma synoptique pour un fonctionnement en génératrice de la MADA.....	18

Chapitre 2

Figure (II.1) : Représentation spatiale de la MADA dans le système triphasé.	23
Figure (II.2): Principe de la transformation triphasé-biphasé	26
Figure (II.3): Décomposition de la transformation de Park.....	27
Figure (II.4): Position spatiale des différents référentiels	29
Figure (II.5) Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q	32
Figure (II.6) : schéma bloc de simulation.....	36
Figure (II.7) : Réponses du système avec $V_r = 0$ V, $f_r = 50$ Hz, $C_r = 0$	37
Figure (II.8) : Réponses du système avec $V_r = 0$ V, $f_r = 50$ Hz, $C_r = 20$ N.m	38
Figure (II.9) : Réponses du système avec $V_r = 15$ V, $f_r = 5$ Hz, $C_r = 20$ N.m	39
Figure (II.10): Réponses du système avec $V_r = 15$ V, $f_r = 20$ Hz, $C_r = 20$ N.m.....	39
Figure (II.11) : Réponses du système avec $V_r = 25$ V, $f_r = 20$ Hz, $C_r = 20$ N.m.....	40
Figure (II.12): Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine	41
Figure (II.13) : Représentation du redresseur triphasé.....	42
Figure (II.14) : Représentation du filtre.....	43
Figure (II.15) : Schéma de l'onduleur de tension.....	43
Figure (II.16) : Schéma de principe de la commande MLI.....	45

Figure (II.17) : Réponses du système avec $V_r = 15V$, $f_r = 5$ Hz, $C_r = 20$ 47
Figure (II.18) : Réponses du système avec $V_r = 15V$, $f_r = 20$ Hz, $C_r = 20$ N.m.....47

Chapitre 3

Figure (III.1): Principe de la linéarisation entrée-sortie (cas multi variables).....54
Figure (III.2):Diagramme fonctionnel de la commande linéarisante.....62
Figure (III.3) : Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge.....63
Figure (III.4) : Test de variation de la vitesse avec l'application d'un couple de charge 64
Figure (III.5) : Test de variation de la résistance statorique.....66
Figure (III.6) : Test de variation de la résistance rotorique67
Figure (III.7) Test de variation des paramètres mécanique68

Chapitre 4

Figure (VI.1): schéma bloc du système du deuxième ordre71
Figure (VI.2): Orientation du flux rotorique.....76
Figure (VI.3) : Schéma bloc la commande par backstepping de la MADA.....81
Figure (III.3) : Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge....82
Figure (III.4) : Test de variation de la vitesse.....83
Figure (III.5) : Test de variation de la résistance statorique.....84
Figure (III.6) : Test de variation de la résistance rotorique85.
Figure (III.7) Test de variation des paramètres mécanique86

Liste des tableaux

Tableau (I.1) : comparaison et évaluation des variantes de la MADA.....	10
Tableau(II.1): Transformations usuelles.....	26
Tableau (II.2) : Calcul des vecteurs tensions.....	45

Liste des symboles et abréviations

Paramètres de modélisation du moteur asynchrone

R_s	résistances statorique par phase,
R_r	résistances rotorique par phase,
L_s	Inductance cyclique statorique,
L_r	Inductance cyclique rotorique,
M	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor),
L_{fs}	Inductance de fuite statorique par phase,
L_{fr}	Inductance de fuite rotorique par phase,
σ	coefficient de dispersion ou (de Blondel),
p	nombre de paires de pôles,
J	Moment d'inertie (Kg. m ²)
f	Coefficient de frottements visqueux (Nm.s.rad ⁻¹),
C_{em}	couple électromagnétique.
C_r	couple de charge,
T_s	Constante de temps statorique,
T_r	Constante de temps rotorique,

Repère

$\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$	Axes liés aux enroulements triphasés statoriques
$\vec{R}_a, \vec{R}_b, \vec{R}_c$	Axes liés aux enroulements triphasés rotoriques
(d, q)	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme)
(α, β)	Axes de référentiel de Park (fixe au stator)
θ	position angulaire du rotor par rapport au stator,
θ_s	position angulaire du stator par rapport à l'axe (d) ,

θ_r position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d),

Grandeurs électriques au stator

v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} tensions statoriques triphasées,

$V_{s,abc}$ Vecteur des tensions statoriques triphasées

$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$ tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β) ,

$V_{s,\alpha\beta}$ Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β) ,

v_{sd}, v_{sq} tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) ,

$V_{s,dq}$ Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) ,

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} courants statoriques triphasés,

$I_{s,abc}$ Vecteur des courants statoriques triphasés,

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ courants statoriques diphasés dans le repère (α, β) ,

$I_{s,\alpha\beta}$ Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère (α, β) ,

i_{sd}, i_{sq} courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ,

$I_{s,dq}$ Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Grandeurs électriques au rotor

v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} tensions rotoriques triphasées,

$V_{r,abc}$ Vecteur des tensions rotoriques triphasées,

$v_{r\alpha}, v_{r\beta}$ tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β) ,

$V_{r,\alpha\beta}$ Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β) ,

v_{rd}, v_{rq} tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q) ,

$V_{r,dq}$ Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q) ,

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} courants rotoriques triphasés,

$I_{r,abc}$ Vecteur des courants rotoriques triphasés,

$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$ courants rotoriques diphasés dans le repère (α, β) ,

$I_{r,\alpha\beta}$ Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère (α, β) ,

i_{rd}, i_{rq} courants rotoriques diphasés dans le repère tournant (d,q) ,
 $I_{r,dq}$ Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère tournant (d,q)

Grandeurs magnétiques au stator

$\phi_{s,abc}$ Vecteur de flux magnétiques au stator,
 $\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$ flux statoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
 $\phi_{s,\alpha\beta}$ Vecteur de flux statoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
 ϕ_{sd}, ϕ_{sq} flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d,q) ,
 ϕ_{sdq} Vecteur de flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d,q) ,

Grandeurs magnétiques au rotor

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$ flux magnétiques au rotor,
 $\phi_{r,abc}$ Vecteur de flux magnétiques au rotor,
 $\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$ flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
 $\phi_{r,\alpha\beta}$ Vecteur de flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
 ϕ_{rd}, ϕ_{rq} flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d,q) ,
 $\Phi_{r,dq}$ Vecteur de flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d,q) ,

Grandeurs mécaniques de la machine

ω pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation,
 ω_s pulsation électrique des grandeurs statoriques,
 ω_r pulsation électrique des grandeurs rotoriques,
 ω_g Pulsation électrique de glissement $(\omega_s - \omega)$,
 g Glissement de la vitesse de rotation $(\omega_s - \omega) / \omega_s$,
 f_s Fréquence électrique des grandeurs statoriques,
 f_r Fréquence électrique des grandeurs rotoriques,
 Ω vitesse mécanique de rotation (rad/s),
 N vitesse mécanique de rotation (tr/mn)

Glossaire

MADA	moteur Asynchrone double alimentation
MLI	Modulation de largeur d'impulsion,
DFIG	Doubly Fed Induction Generator
DFIM	Doubly Fed Induction Motor
MDASC	Machine à double alimentation sans collecteur
MDAS	Machine à double alimentation standard à rotor bobiné
MDACA	Machine à double alimentation en cascade asynchrone
MADS	Machine asynchrone à double stator
MDACA- SA	Machine à double alimentation en cascade asynchrone avec un seul stator
MDARV	Machine à double alimentation à reluctance variable

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Depuis de nombreuses années des solutions pratiques de la commande pour résoudre les problèmes engendrés par les machines à courant alternatif ont été proposées. De multiples applications industrielles ont prouvé leur succès. Les commandes ont été basées sur des correcteurs simples de type PI résultant des contraintes de temps de calcul pour des procédés très rapides tels que les machines à courants alternatifs. Néanmoins aujourd'hui, des calculateurs très rapides sont disponibles, permettant de mettre en œuvre des lois de commande plus complexes et aussi plus performantes. Depuis des années, des laboratoires d'automatique et d'électrotechnique se sont intéressés à la commande des machines à courants alternatifs avec une approche automatique. Des conceptions de commande ont été proposées [12], montrant que l'automatique peut apporter des solutions intéressantes dans ce domaine. Cependant, en pratique.

Il existe une nouvelle solution utilisant la machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation "MADA" : c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux source de tensions l'un au stator et l'autre au rotor.

Un intérêt de plus en plus croissant est accordé à cette machine. Cet intérêt est dû aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor et un élargissement de la plage de vitesse (hyposynchrone, synchrone, hypersynchrone) [14].

La commande vectorielle par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle lié au couple (le courant d'induit) [27]. Un autre aspect extrêmement important dans la réalisation de variateurs est la notion de robustesse. Les modèles utilisés sont approximatifs et ont des paramètres variables selon l'état du système

et son point de fonctionnement. La variation des paramètres électriques et mécaniques dégradent les performances des commandes et peuvent amener, dans certains cas, à des fonctionnements instables [20].

Deux approches permettent de pallier à ce problème.

- ✚ La première consiste à assurer une estimation en temps réel des paramètres, au moins de ceux reconnus comme responsables des perturbations majeures. Ces paramètres ainsi redéfinis sont injectés dans les commandes. Cette méthode a l'avantage de permettre cette connaissance presque continue des paramètres, mais l'inconvénient c'est qu'elle nécessite des calculateurs de puissance élevée en raison des volumes de calcul nécessaires pour cette estimation en temps réel.
- ✚ La deuxième approche retenue pour ce mémoire est de rechercher des structures de commande qui résistent aux incertitudes paramétriques élevées et qui permettent la mise en œuvre de variateurs ayant les comportements les moins influencés par les variations des paramètres. L'avantage principal de cette approche est la réduction du matériel et du temps de calcul. Le point de départ de cette étude a été d'aller vers une "Commande non linéaire robuste d'une machine asynchrone à double alimentation".

Une des premières approches de conception systématique d'une commande non linéaire étudiées dans ce mémoire est la commande dite linéarisante ou linéarisation entrée sortie, (feedback linéarisation). Elle est basée sur des changements de variables et des développements mathématiques rigoureux et est généralement applicable à des systèmes ayant une structure particulière en l'occurrence les systèmes affines par rapport à la commande. L'autre partie de notre travail est consacré à une commande non linéaire apparue un peu plus tard c'est la commande dite backstepping ; applicable à des systèmes dont les modèles sont donnés sous une forme particulière et la méthodologie de conception est basée sur la théorie de la stabilité de Lyapunov,

A travers ce mémoire, qui est composé de quatre chapitres, nous allons dresser un tableau de toutes les étapes à franchir pour parvenir à ce résultat.

Le premier chapitre

Aborde l'étude sous une forme assez descriptive. En effet, à travers une étude bibliographique. Nous présentons un état de l'art sur la MADA, afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages

et les performances apportés par cette machine, dans les différents domaines d'application. En plus, une classification des différents types de cette machine sera présentée.

Le deuxième chapitre

Fait l'objet d'une étude de modélisation de la MADA et de son alimentation rotorique. Un modèle mathématique biphasé de la MADA sera introduit. Des simulations seront présentées avec interprétation tirant une conclusion.

Le troisième chapitre

C'est l'étude de la commande " non linéaire de la MADA avec découplage par retour d'état". La linéarisation du modèle non linéaire de la machine peut se faire de différentes manières avec des termes de compensation divers. Il est proposé dans ce chapitre un retour d'état non linéaire pour assurer un découplage entrée-sortie du système multi - variables que constitue la MADA. La deuxième partie du chapitre est consacrée à l'étude de la robustesse de la commande vis-à-vis des incertitudes paramétriques. Plusieurs phénomènes sont responsables des incertitudes sur les paramètres électriques et mécaniques : la température, l'effet de peau, la saturation magnétique et les erreurs de mesure. Les performances de cette commande seront montrées par des résultats de simulation avec interprétation.

Le quatrième chapitre

Aborde l'aspect commande non linéaire par l'approche Backstepping ; pour la commande vectorielle par orientation de flux rotorique, de moteur asynchrone double alimentation, avec son principe de fonctionnement et les étapes de calcul permettant la synthèse des expressions de la commande appliquée a la MADA. L'étude de la robustesse de la commande vis-à-vis des incertitudes paramétriques sera étudiée en comparant les résultats de simulation obtenus au troisième chapitre. Nous finirons ce travail par une conclusion générale qui résumera l'ensemble des résultats obtenus.

Faculté de Technologie
Département de Génie électrique et



Chapitre I

Etat de l'art du MADA

I.1. Introduction

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a fait l'objet de vastes recherches dans les laboratoires d'électrotechnique, et dans le but d'apporter un éclairage permettant au lecteur de mieux connaître les étapes franchies qui ont marqué son évolution et les domaines où elle est utilisée.

Pour dresser un état de l'art le plus organisé possible, il est d'abord nécessaire de détailler les différentes appellations d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et de présenter sa constitution. Ensuite, ce chapitre présente des applications utilisant cette machine et les alimentations électriques utilisées. Elles sont rassemblées en catégories d'utilisation en fonction des contraintes et des particularités associées.

I.2. Description de la machine asynchrone à double alimentation

La première apparition de la machine asynchrone à double alimentation, date de l'année 1899 ; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation, [13]. Appelée DFIG (Doubly Fed Induction Generator) lorsqu'elle est utilisée en génératrice dans la production d'énergie éolienne, ou DFIM (Doubly Fed Induction Motor) pour des applications d'entraînement à vitesse variable, elle peut être qualifiée en français de Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Le schéma de la figure (I.1) représente le symbole d'une MADA, [19].

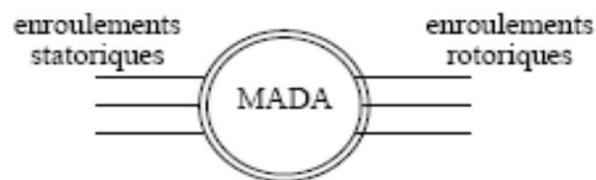


Figure (I.1) : Symbole d'une Machine Asynchrone Double Alimentation

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements, figure (I.2.a), [11,20].

L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écuriel coulée dans les encoches d'un empilement de tôles (figure I.3.b), mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont accessibles de l'extérieur par l'intermédiaire de bagues conductrices (figure I.3.c), sur lesquelles viennent frotter des balais (figure I.3.d), [19].



Figure I.2.a: Stator [11]

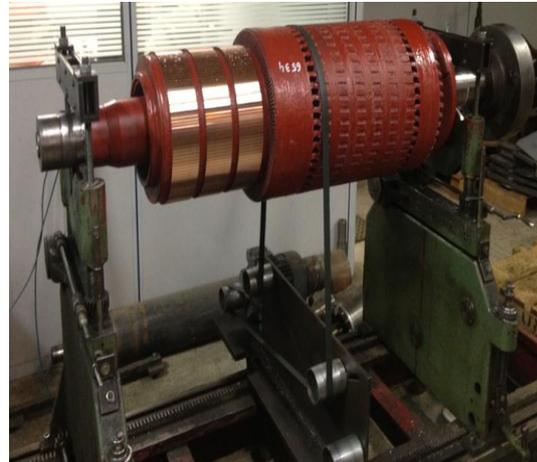


Figure I.2.b: rotor bobiné [20]



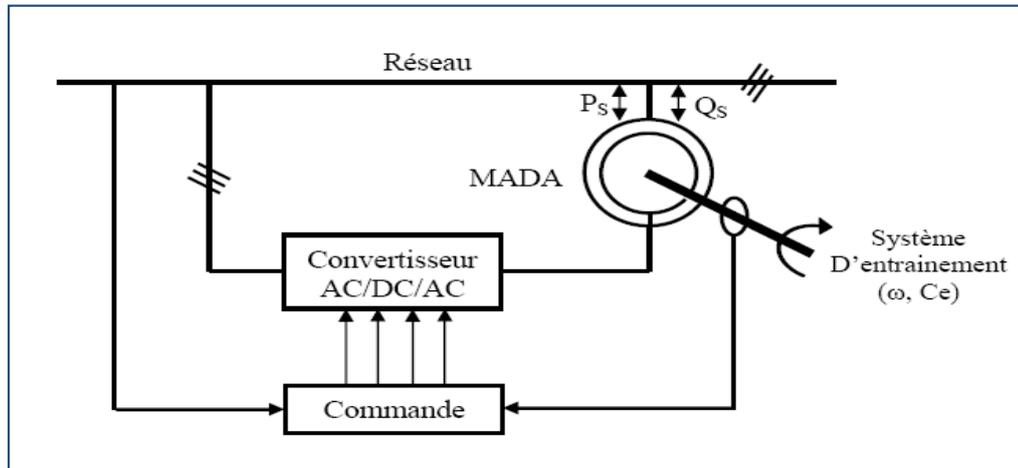
Figure I.2.c: Bagues [19]



Figure I.2.d: porte balais [19]

Pour être classer comme machine à double alimentation il faut qu'il y ait des sources actives sur le stator et le rotor à la fois. Dans les systèmes modernes, une de ces sources est dérivée électroniquement, et peut être commandée pour fournir l'opération vitesse variable du système, soit

comme un moteur ou un générateur. Le convertisseur de puissance est typiquement relié à l'enroulement du rotor. L'autre source (réseau) a typiquement une fréquence et une tension nominalement fixées, qui est habituellement un raccordement direct au stator; la figure (I.3) représente un schéma d'alimentation typique d'une MADA, [1].



Figure(I.3) : schéma d'alimentation typique d'une MADA

I.3. Classification

La classification de la machine asynchrone à double alimentation est obtenue à partir d'une recherche historique qui a été développée dans la littérature du domaine des machines à double alimentation, [20,15].

La figure (I-6), illustre les différentes catégories les plus connues de la MADA. Ceux sont :

- * **(MDASC)** : Machine à double alimentation sans collecteur ;
- * **(MDAS)** : Machine à double alimentation standard à rotor bobiné ;
- * **(MDACA)** : Machine à double alimentation en cascade asynchrone ;
- * **(MADS)** : Machine asynchrone à double stator ;

* **(MDACA-SA)** : Machine à double alimentation en cascade asynchrone avec un seul stator ;

* **(MDARV)** : Machine à double alimentation à reluctance variable

Les différentes variantes de la machine à double alimentation les plus attractives et les plus développées dans la littérature sont classifiées par un organigramme donné sur la figure (I-4). Le schéma de principe et la description de chaque variante seront détaillés ci-dessous ; [22].

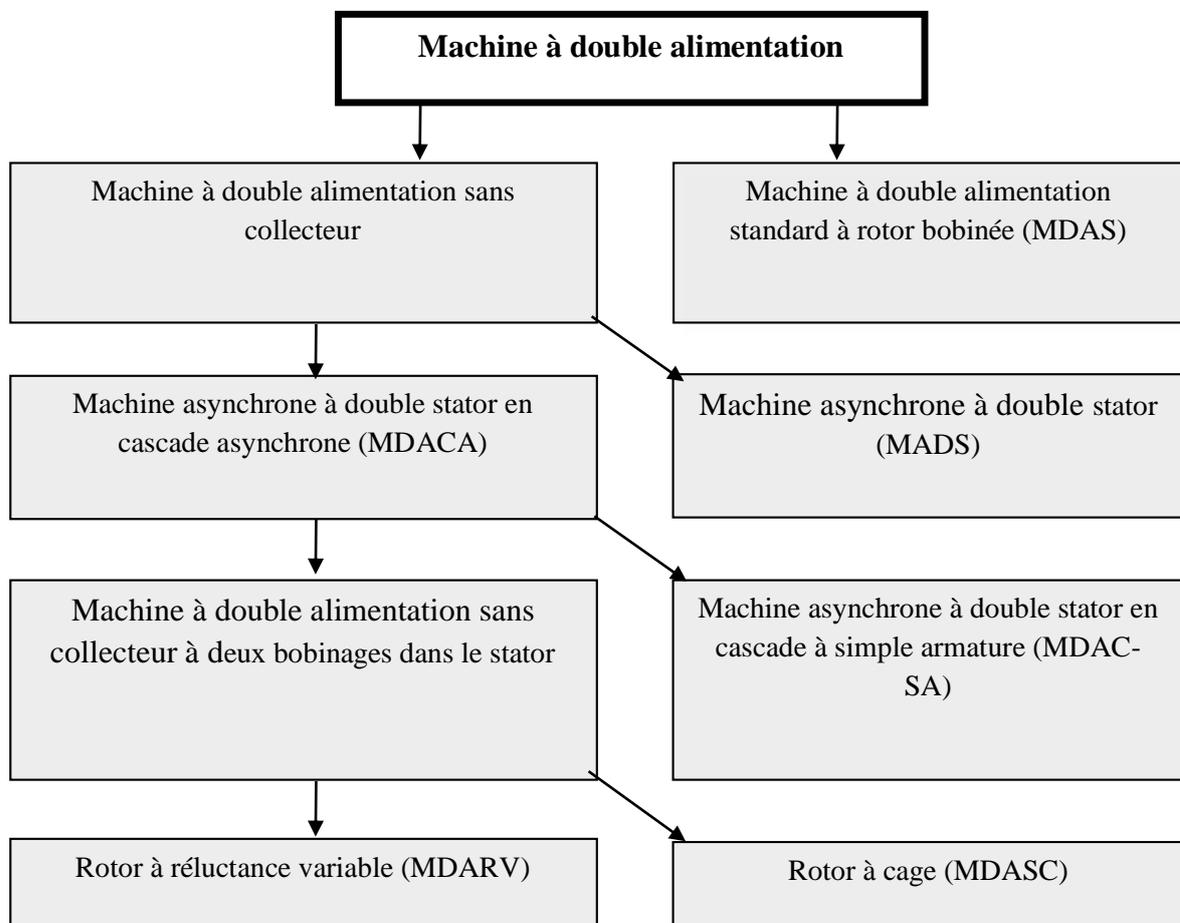


Figure (I-4) : Les différentes variétés de la machine à double alimentation.

1.3.1. Machine à double alimentation à rotor bobiné (standard)

La figure (I.5) illustre le schéma de principe de ce type de machines, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, alors que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de cette machine devient une grandeur contrôlable. Il faut noter que le convertisseur bidirectionnel indiqué dans la figure peut être un convertisseur indirect (AC/DC/AC) composé d'un redresseur et d'un onduleur ou bien un convertisseur direct (AC/AC): cycloconvertisseur ou convertisseur matriciel [20;22].

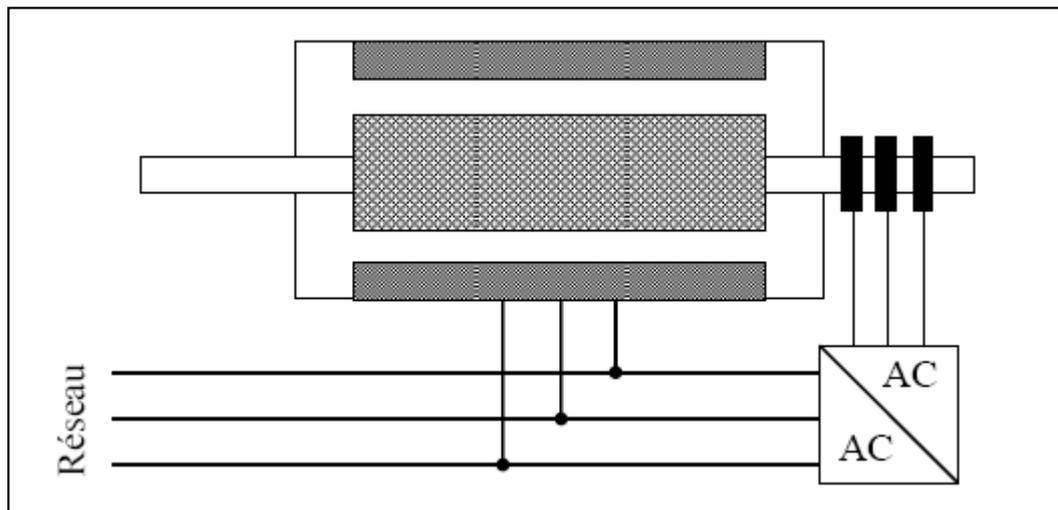
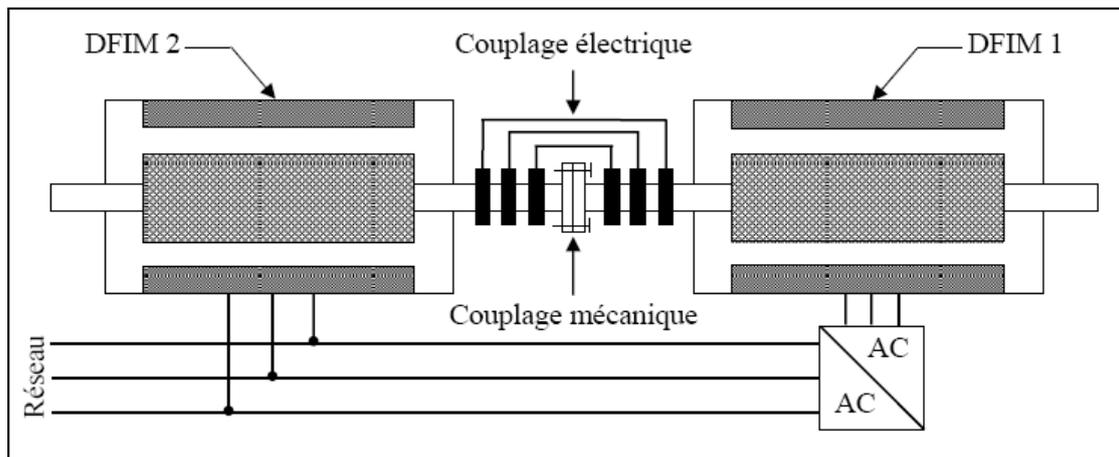


Figure (I.5) : Schéma de principe d'une machine asynchrone double alimentation simple

1.3.2. Machine à double alimentation en cascade asynchrone

La machine à double alimentation en cascade asynchrone consiste en deux machines asynchrones avec des rotors bobinés connectés mécaniquement et électriquement, comme il est montré par la figure (I.6). Le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur AC/AC de fréquence. Il est également possible de piloter l'ensemble du système à travers le stator alimenté par le convertisseur. [15; 22]

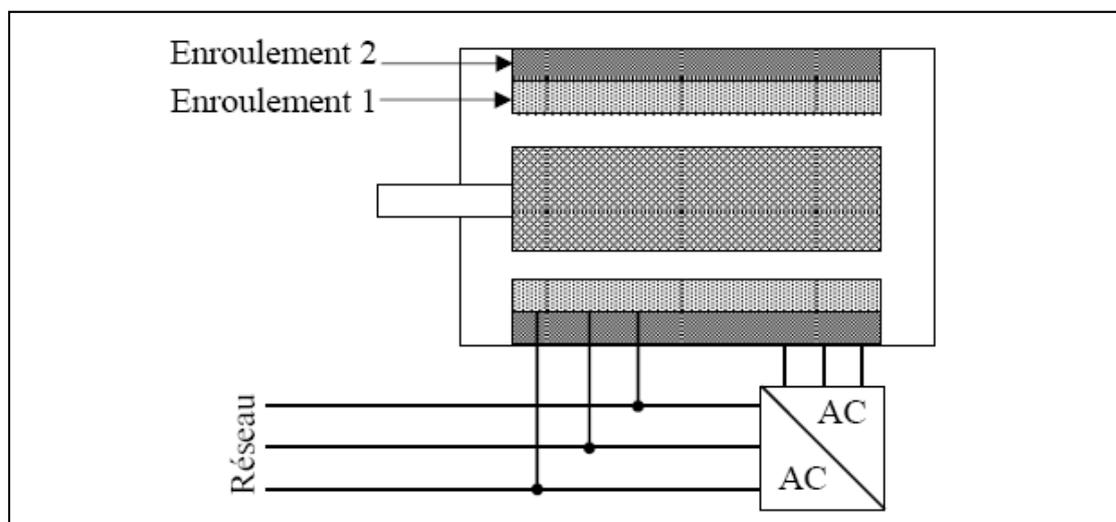


Figure(I.6) : Schéma de principe d'une machine asynchrone double alimentation en cascade asynchrone

1.3.3 Machine à double alimentation sans balais

C'est une machine asynchrone avec deux enroulements ayant des nombres de paires de pôles différents logés dans la même armature du stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre est alimenté au moyen d'un convertisseur AC/AC (fig. I.7). Le rotor de cette machine possède un nombre de paires de pôles égal à la somme des deux nombres de paires de pôles des deux enroulements statoriques ; [22].

Figure (I.7) : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais



Parmi les types les plus connus de machines à double alimentation sans balais, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable qui consiste en un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans balais et un rotor basé sur le principe de la réluctance ;

Le tableau (I-1) donne une brève comparaison et évaluation des variantes de la machine à double alimentation, selon la construction, le convertisseur associée, et la loi de commande adaptée. [15, 22].

Tableau (I-1) : comparaison et évaluation des variantes de la MADA.

Type de la MADA	Construction de la machine	Convertisseur de puissance	Loi de commande
MDAS	Etablie	Dépend de la vitesse opérationnelle	Orientation du flux statorique avec le découplage entre les puissances active et réactive
MDACA	Difficile	Identique à celle de la MDAS	Identique à celle de la MDAS
MDACA-SA	Spéciale.	Identique à celle de la MDAS	Identique à celle de la MDAS
MDASC	Spéciale, le prototype disponibles et toujours dans le progrès de recherches	Identique à celle de la MDAS	Orientation du flux rotorique et orientation simplifiée du flux rotorique comme la MDAS
MDARV	Spéciale, le prototype disponibles et toujours dans le progrès de recherches	Identique à celle de la MDAS	Identique à celle de la MDAS

Commercialement, il est difficile de prévoir quel type de machine à double

MADS	Spéciale et difficile	Pas de convertisseur	Comparateur de puissance avec un moteur auxiliaire pour entraîner l'un des deux stators
------	-----------------------	----------------------	---

alimentation sera finalement réussi. Cependant, la machine la plus attractive semble être la machine à double alimentation à réluctance variable (MDARV), qui est analogue à la machine à double alimentation standard (à rotor bobiné) par sa commande et son modèle. D'autre part, le courant réduit dans le rotor de la MDACA, MDA-SA, et le MDASC signifie un rendement élevé, [22]. D'après cette comparaison illustrée par le tableau, on constate que la machine à double alimentation standard (MDAS), représente une construction établie et simple par rapport aux autres types des machines. Sa commande se fait sur la base d'un convertisseur de puissance disponible (AC/AC); de plus cette machine possède une commande par orientation du flux statorique afin d'obtenir un découplage entre les puissances active et réactive

I .4.Principe de fonctionnement

La machine à étudier est une machine asynchrone à double alimentation triphasé, équilibrée et a rotor bobiné, dont la source d'excitation est disposée au niveau du rotor.

Les bobines du rotor sont connectées au réseau à travers un convertisseur de puissance bidirectionnel par un système balais-bagues

Le stator est alimente par une source triphasée équilibré de fréquence f_s , et le rotor alimenté par une deuxième source de tension de fréquence f_r , le courant statorique créent un champ tournant a la vitesse :

$$\Omega_s = \omega_s / p \tag{1.1}$$

De manier analogue les courant rotoriques produisent un champ tournant a la vitesse

$$\Omega_r = \omega_r / p \tag{1.2}$$

Et la vitesse angulaire de la machine est définie par :

$$\omega_m = \omega_s \mp \omega_r, \text{ avec } \omega_m = p \times \Omega_m \tag{1.3}$$

Le signe plus (+) dans l'équation (1.1) signifier que le champ tournant créé par l'enroulement du stator tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du rotor c'est-à-dire que la machine hypo synchrone ($\omega_s <$

ω_r) ; [22] Le signe (-) signifie que les champs tournants créés par les enroulements du stator et du rotor tournent des sens opposés c'est-à-dire que la machine fonctionne en régime hyper synchrone ($\omega_s > \omega_r$), [3].

D'autre part la relation qui relie la fréquence du stator et celle du rotor est donnée par [4] :

$$f_s = f_r + p \times f_m \quad (1.4)$$

Dans ce cas le glissement g est définie par :

$$g = \frac{f_r}{f_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} \quad (1.5)$$

I.5. Modes opérationnels 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. Effectivement, une machine à cage doit tourner au dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en mode moteur et au dessus pour être en mode générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [5]. (Figure I.8)

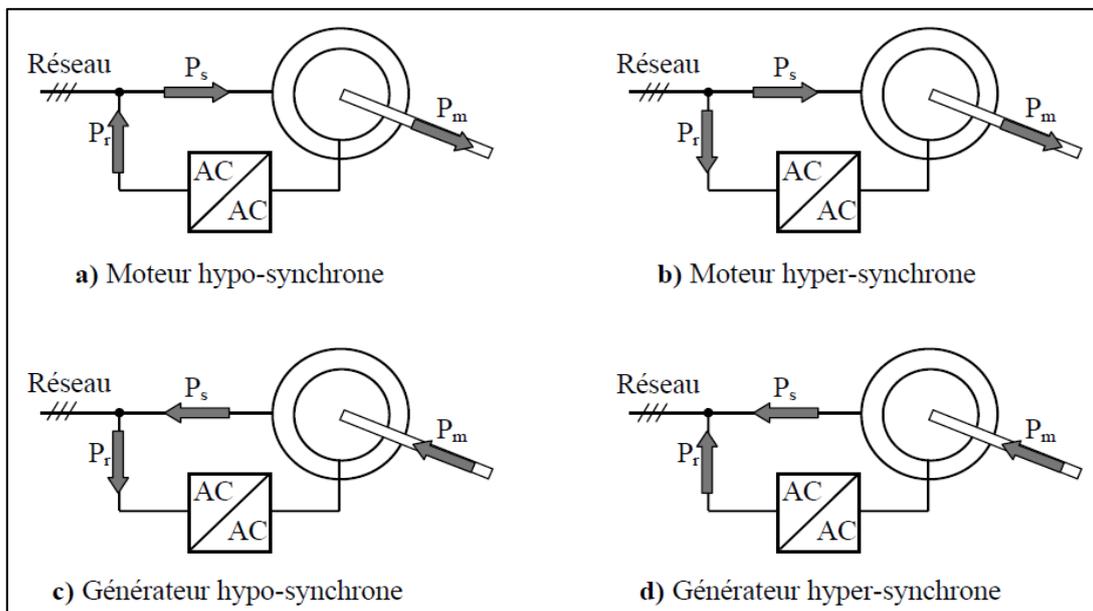


Figure (I.8) : Mode et régime de fonctionnement de la MADA

I.5.1. Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone

La figure (I.8.a) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme [24]. Ce régime est généralement connu comme mode de récupération d'énergie de glissement [23].

I.5.2. Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone

La figure (I.8.b) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme [24].

I.5.3. Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone

La figure (I.8.c) montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme [16].

I.5.4. Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone

La figure (I.8.d) montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme [16].

I.6. Entraînements à vitesse variable

La variation de la vitesse des moteurs asynchrones est assez difficile en générale parce que ces moteurs sont déjà pré-réglés. Seulement avec l'apparition de l'électronique de puissance, il est possible d'agir et de modifier la vitesse.

Pour faire varier la vitesse d'une machine asynchrone, deux actions sont possibles ; action sur le stator ou action sur le rotor [16].

I.6.1. Côté stator

❖ *Modification du nombre de paires de pôles :*

Ceci donne une variation non continue de la vitesse. Ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré [6].

❖ *Changement de la tension appliquée au moteur*

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un gradateur triphasé. Cette solution est le plus souvent utilisée pour

le démarrage de charges à caractéristique de couple quadratique $C_r = K \times \Omega^2$; [6].

❖ **Changement de la fréquence du réseau**

La fréquence de rotation de la machine étant au glissement près proportionnel à la fréquence d'alimentation des enroulements statorique, on essaiera de créer pour ces enroulements un réseau à fréquence variable ce sont les onduleurs de tension. On peut aussi chercher à injecter des courants dans les enroulements pour imposer le couple de la machine ce sont les onduleurs de courant ou commutateurs de courant. On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence réseau) à l'aide d'un cycloconvertisseur à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence en courant ou vectoriellement [6].

1.6.1.Coté rotor

❖ **Variation des résistances rotoriques (action sur le glissement)**

L'utilisation de résistances rotoriques permet un réglage de la vitesse de la MADA au dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. On essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor c'est la cascade hypo synchrone réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné [6]

❖ **Variation de fréquences de convertisseur rotorique**

Alors que pour la MADA comme on l'a vu précédemment on agit par la variation de la fréquence du convertisseur qui alimente le rotor.

1.7.Domaine d'application de la MADA

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [26].

1.7.1.Fonctionnement pour application moteur

Les systèmes d'entraînement électriques transforment l'énergie électrique en énergie mécanique pour des applications utiles. Dans ce cas, le moteur électrique est le composant noyau d'un tel système d'entraînement électrique. Généralement, il y a trois critères essentiels pour la sélection des moteurs électriques pour les applications dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable :

- ✚ Rendement énergétique ;
- ✚ Exigence de la commande en vitesse ou en position ;
- ✚ Amélioration de la réponse en régime transitoire ;

Le moteur, le convertisseur statique et le système de commande sont les trois éléments constructifs dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable (figure I.9). Dans ce cas, le moteur doit assurer la rotation dans un sens ou l'autre avec la possibilité de freinage dans les deux sens. Le convertisseur de puissance a pour objectif de contrôler l'écoulement de puissance entre la source d'alimentation et le moteur. Son choix est affecté par le niveau de puissance, les quadrants opérationnels du moteur et la qualité de puissance. L'algorithme de commande est utilisé pour générer les signaux de commande pour le convertisseur de puissance, afin de contrôler le couple, la vitesse ou la position [22].

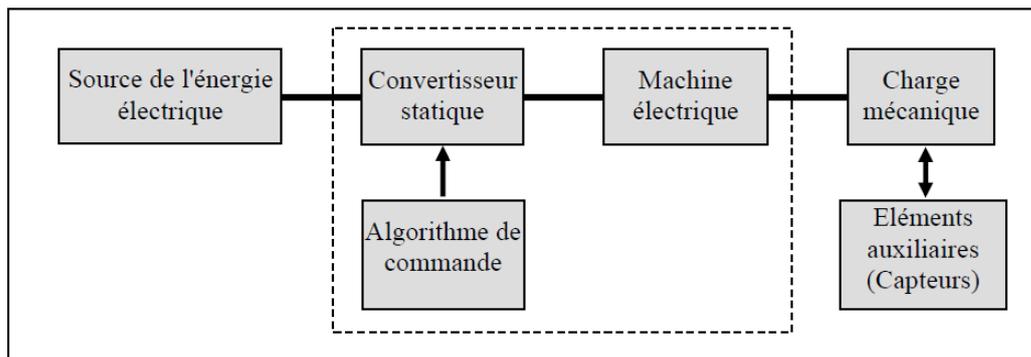


Figure (I.9): Architecture d'un système d'entraînement à vitesse variable

Le moteur asynchrone à rotor bobiné offre des nombreux avantages par rapport au moteur asynchrone et synchrone surtout en ce qui concerne la gamme de la vitesse opérationnelle et de la puissance d'entraînement. De plus, il présente un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste tel que :

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

I.7.1.a. Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau à fréquence et tension constantes, tandis que le rotor est relié à son propre convertisseur qui peut être un cycloconvertisseur figure (I.10.a), ou une association

redresseur-onduleur figure (I.10.b). Cette solution permet de réduire fortement la puissance du convertisseur ; [25]

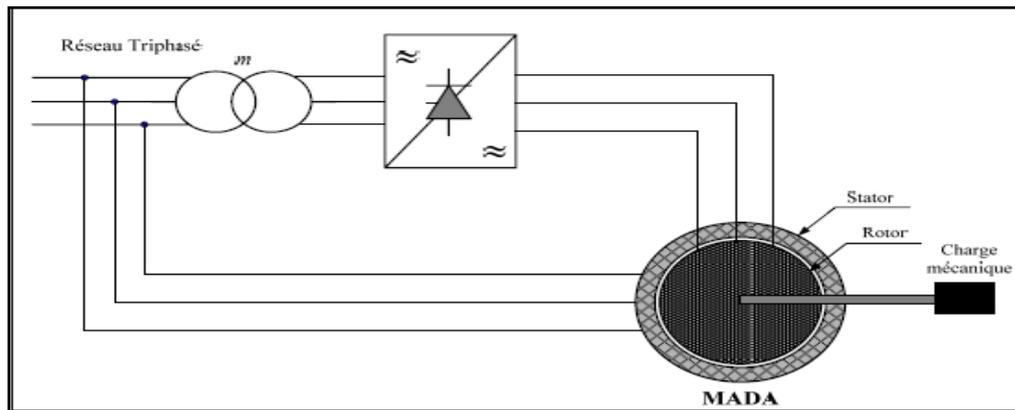


Figure (I.10.a) : Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par un seul cycloconvertisseur

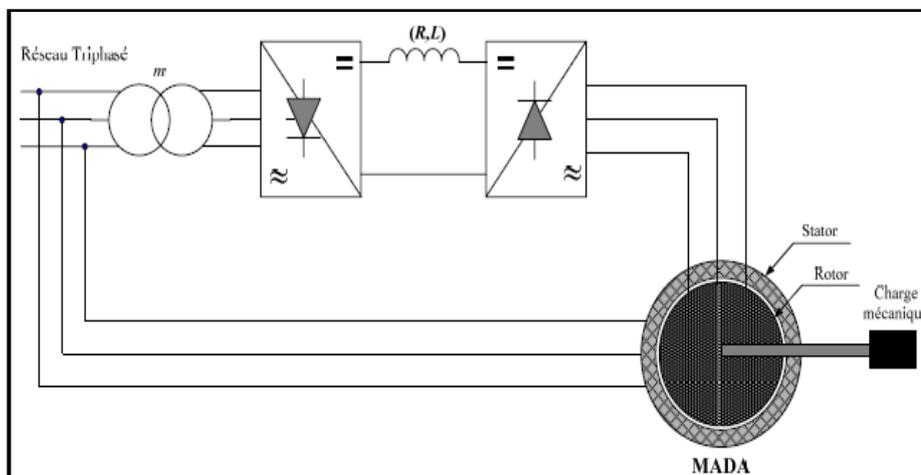


Figure (I.10.b) : Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par un onduleur associé à redresseur

I.7.1.b. Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs

Dans ce mode de fonctionnement le type d'alimentation peut prendre différentes formes : [25]

- Deux cycloconvertisseur ; figure(I.11.a)
- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la figure ((I.11.b).
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun, figure (I.11.c)

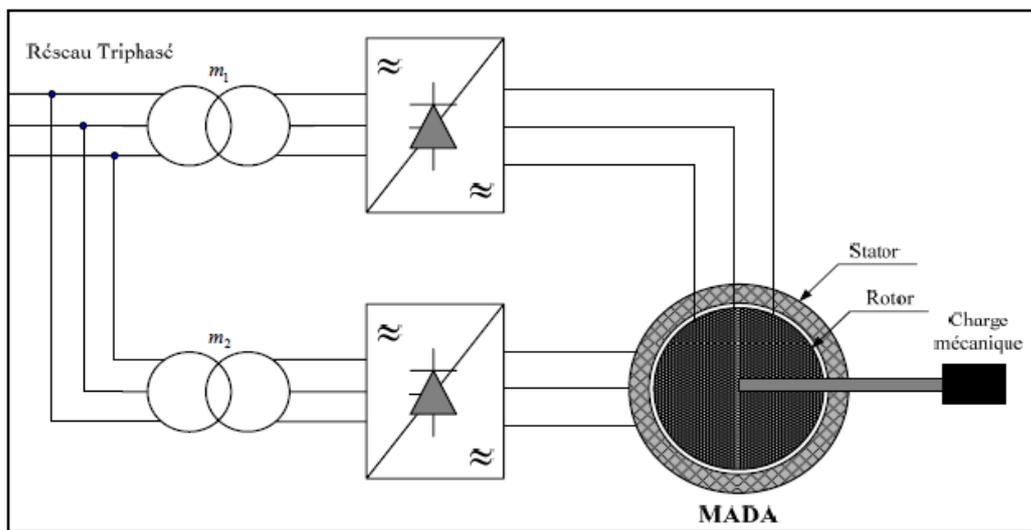


Figure I.11.a : Schéma synoptique pour l'alimentation par deux cycloconvertisseur.

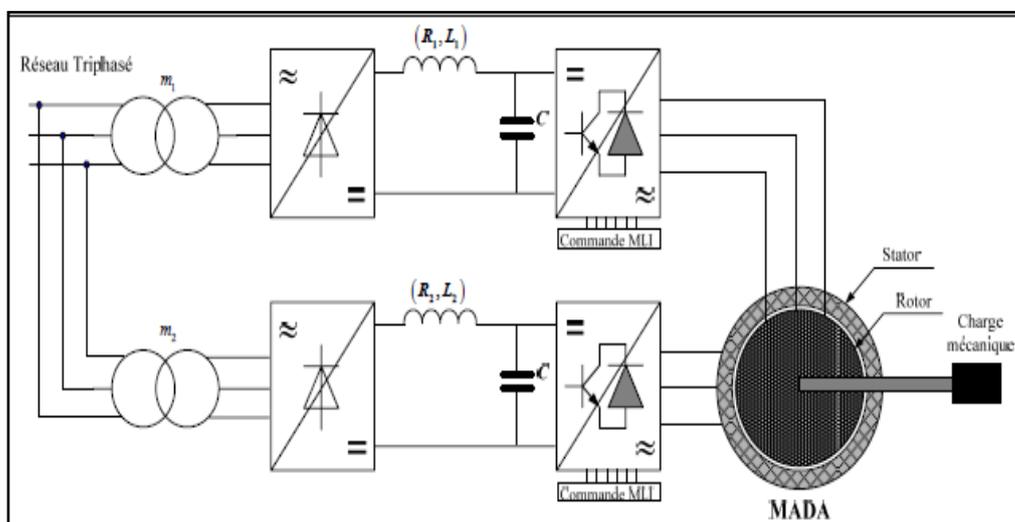


Figure I.11.b : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA par deux onduleurs avec deux bus continus indépendants.

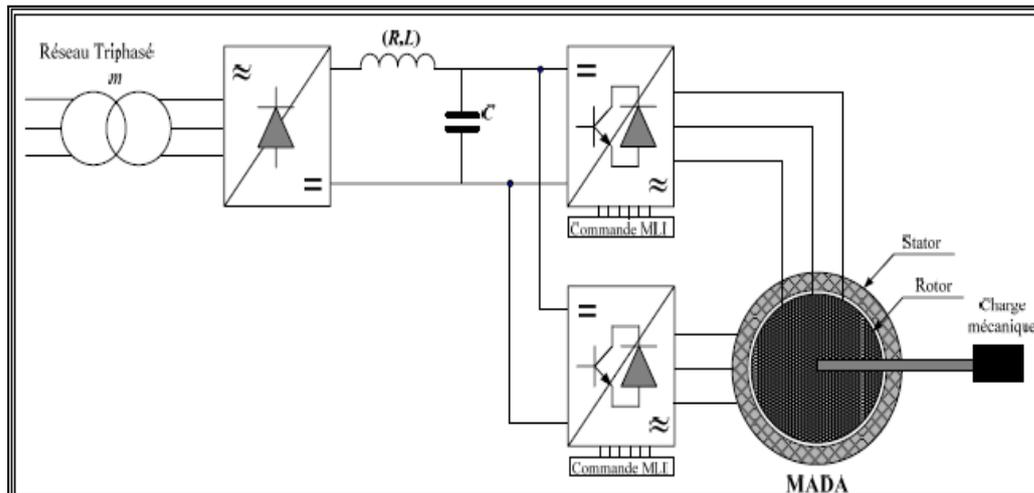


Figure I.11.c : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA avec deux onduleurs et un bus continu commun

Pour le cas de l'application moteur de la MADA, la majorité des études ont été consacrées aux stratégies de commande linéaires et non linéaires avec ou sans capteur de vitesse ou de position. Dans ces études, on trouve la commande vectorielle par orientation du flux statorique ou d'entrefer comme la stratégie la plus attractive. Généralement, les convertisseurs utilisés sont soit les cycloconvertisseurs ou les onduleurs à base d'IGBTs.

I.7.2. Fonctionnement en génératrice

Bien que cette application ne concerne pas le thème considéré dans cette mémoire, son étude s'impose du fait du nombre important des travaux effectués et de la variété des thèmes abordés (modélisation, commande à vitesse variable, sûreté de fonctionnement, etc.). En effet, avec le regain d'intérêt pour les énergies renouvelables, les systèmes éoliens à vitesse variable avec la MADA connaissent un grand essor et un grand nombre d'applications accompagne ce développement ; [20].

La configuration, largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA, est représentée par la figure (I.12), [26]. Elle consiste à alimenter le rotor par un convertisseur et à lier le stator directement au réseau.

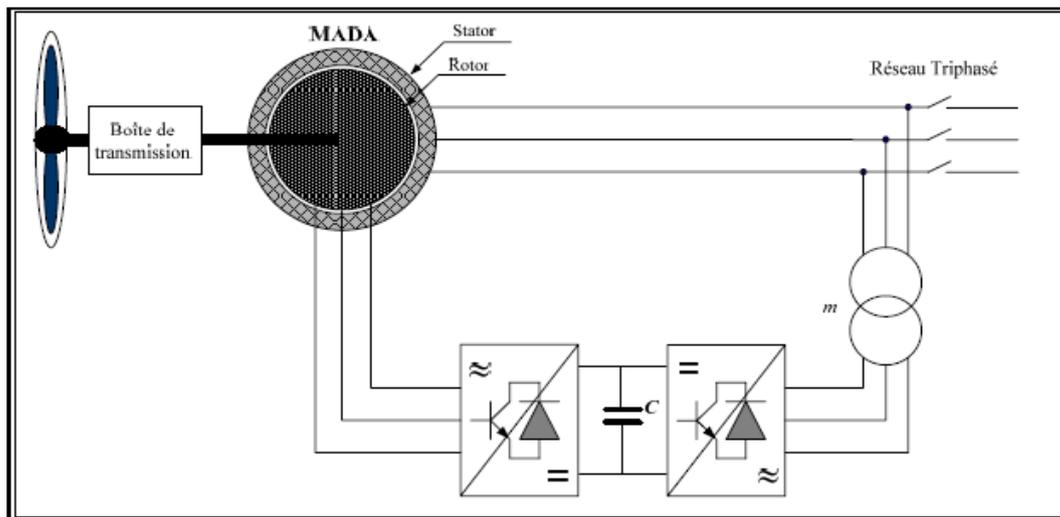


Figure I.12 : Schéma synoptique pour un fonctionnement en génératrice de la MADA

I.8. Avantages et inconvénients de la MADA

I.8.1 Avantages

Les principaux avantages de la MADA sont : [23,26]

- L'accessibilité au rotor et au stator rend la mesure des courants possible ce qui offre une grande flexibilité et précision pour le contrôle de flux et du couple électromagnétique ;
- Elle offre plusieurs possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application.
- Fonctionnement possible à couple constant au-delà de la vitesse nominale ;
- Le convertisseur lié au rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine pour une vitesse de fonctionnement autour de celle de synchronisme. Dans ce cas, les pertes des interrupteurs à semi-conducteurs sont faibles et par conséquent, un rendement élevé du système de conversion ;
- Un fonctionnement en régime dégradé plus souple que la machine à simple alimentation, quand un onduleur tombe en panne.

I.8.2. Inconvénients

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la

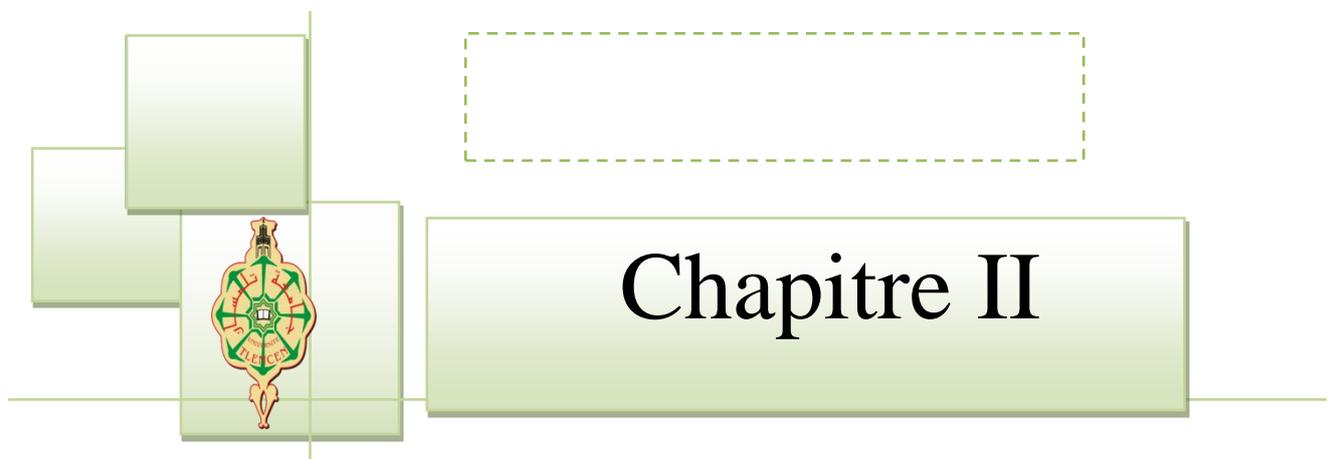
complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants : [27,20].

- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix. Pourtant certaines études prétendent le contraire ;
- 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).
- Nécessite une maintenance périodique ce qui va augmenter le cout d'exploitation.

1.9. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons rappelé une comparaison et une Classification des différents modes de fonctionnement de la machine à double alimentation, ainsi qu'une présentation des différentes alimentations de la machine asynchrone à double alimentation et des différents types de convertisseur de puissance associé à cette dernière.

D'après cette étude, on constate que la MADA offre des avantages remarquables, ce qui permet à cette dernière de trouver un domaine d'application très vaste, notamment dans les entraînements à vitesse variable.



Modélisation du 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, permettant d'une part une mise en équations particulièrement simples et d'autre part de pousser assez loin, par fois jusqu'à son terme, la résolution de certains problèmes par voie purement analytique [17].

Dans le présent chapitre, nous présenterons la modélisation classique de la MADA et de son alimentation. Nous débuterons par une définition de 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). Ensuite, nous aborderons la modélisation de l'onduleur de tension chargé de la conversion continu-alternatif et leur commande MLI de type sinus triangulaire. Et enfin une série de simulations réalisée à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK a été envisagée, non seulement dans le but de vérifier les performances de l'association Convertisseurs-MADA sous différentes conditions et valider les modèles obtenus, mais aussi en vue de leur emploi pour valider les stratégies de commandes développées dans les chapitres suivants.

II.2. Modélisation de la MADA

Le modèle mathématique d'une machine électrique est un mode de représentation de la machine réelle permettant de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement, elle apporte une aide appréciable dans la résolution des problèmes techniques. Afin d'établir la modélisation de la MADA, nous allons appliquer quelques hypothèses simplificatrices [29].

II.2.1. Hypothèses simplificatrices [17]

Afin de modéliser le moteur nous nous appuyeront sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont le plus couramment considérées.

- la machine est de construction symétrique équilibrée, tant au rotor qu'au stator,
- le rotor est bobiné, les bobinages sont triphasés au stator et au rotor et possèdent p paires de pôles,
- l'entrefer est d'épaisseur et de perméabilité constante, donc que l'effet d'encoche est négligé,
- la saturation du circuit magnétique est négligeable, et sa perméabilité constante,
- les pertes ferromagnétiques dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligeables,
- les pertes mécaniques sont négligeables,
- la distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale,
- l'effet de peau est négligé, donc la densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs,
- la résistance des différents enroulements de la machine est constante,
- l'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Ces hypothèses ont pour conséquences :

- ✓ les inductances propres entre les enroulements statoriques sont constantes,
- ✓ les inductances propres entre les enroulements rotoriques sont constantes,
- ✓ les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques varient de manière sinusoïdale avec la position des enroulements,
- ✓ les flux magnétiques sont additifs.

II.3. Modèle triphasé de la MADA

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

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

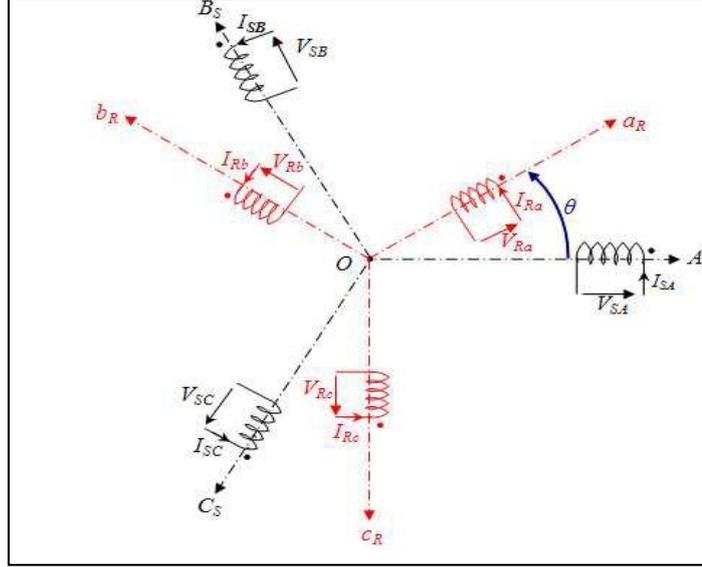


Figure (II.1) : Représentation spatiale de la MADA dans le système triphasé.

II.3.2. Équations électriques réelles de la machine

En vertu de la loi de Faraday, nous pouvons écrire :

$$\text{Au stator : } V_{as} = R_s I_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} ; V_{bs} = R_s I_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} ; V_{cs} = R_s I_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \quad (2.1)$$

$$\text{Au rotor : } V_{ar} = R_r I_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} ; V_{br} = R_r I_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} ; V_{cr} = R_r I_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \quad (2.2)$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}$$

D'où les formes matricielles condensées :

$$\begin{cases} [V_s]_{abc} = [R_s] \cdot [I_s]_{abc} + \frac{d}{dt} [\Phi_s]_{abc} \\ [V_r]_{abc} = [R_r] \cdot [I_r]_{abc} + \frac{d}{dt} [\Phi_r]_{abc} \end{cases} \quad (2.3)$$

II.3.3.Équations magnétiques

Le flux total embrassé par une phase résulte de l'action de son propre courant et des interactions avec les courants des autres phases. On peut donc définir les coefficients d'inductance suivants :

l_s : Coefficient d'inductance propre d'une phase statorique, m_s : coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statoriques, m_{sr} : Valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre phases statorique et rotorique.

$$\text{Au stator :} \quad [\Phi_s]_{abc} = [L_s] \cdot [I_s]_{abc} + [M_{sr}] \cdot [I_r]_{abc} \quad (2.4)$$

Pour laquelle ont définit :

$[L_s]$: Matrice d'inductances statoriques;

$[M_{sr}]$: Matrice d'inductances mutuelles du couplage stator-rotor.

De façon analogue, on définit au rotor les coefficients d'inductances suivants : l_r : coefficient d'inductance propre d'une phase statorique, m_r : coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statoriques, $m_{rs} = m_{sr}$: valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre phases rotorique et statorique.

$$\text{Au rotor :} \quad [\Phi_r]_{abc} = [L_r] \cdot [i_r]_{abc} + [M_{rs}]^t \cdot [i_s]_{abc} \quad (2.5)$$

Pour laquelle ont définit :

$[L_r]$: Matrice d'inductances rotoriques;

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductances mutuelles du couplage roto-stator.

$$\text{Ou :} \quad [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix},$$

$$[M_{rs}]^t = [M_{sr}] = m_{rs} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\Pi/3) & \cos(\theta - 2\Pi/3) \\ \cos(\theta - 2\Pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\Pi/3) \\ \cos(\theta + 2\Pi/3) & \cos(\theta - 2\Pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

En remplaçant les équations (2.4) et (2.5) dans (2.3) on obtient les expressions matricielles suivantes :

$$\begin{cases} [V_s]_{abc} = [R_s] \cdot [I_s]_{abc} + [L_s] \frac{d}{dt} [I_s]_{abc} + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_r]_{abc}) \\ [V_r]_{abc} = [R_r] \cdot [I_r]_{abc} + [L_r] \frac{d}{dt} [I_r]_{abc} + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] \cdot [I_s]_{abc}) \end{cases} \quad (2.7)$$

II.3.4.Équation mécanique

L'équation mécanique de la machine fait liaison entre la partie mécanique et la partie électromécanique de la machine telle que :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \cdot \Omega \quad (2.8)$$

Avec :

- C_{em} : Le couple électromagnétique
- C_r : Le couple résistant
- f_r : 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

On note l'équation du couple électromagnétique de la machine asynchrone dans le plan 'abc' :

$$C_{em} = P \cdot [I_s]^t \cdot \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (2.9)$$

Au regard de ces résultats, nous pouvons noter, d'une part que l'ordre du système est important, et d'autre part sa complexité. En effet, nous aboutissons à un ensemble de huit équations, six de nature électrique et deux pour le couple électromagnétique, dont certaines font apparaître des coefficients qui varient avec l'angle θ , et donc avec le temps.

II.4.Modèle biphasé de la MADA

Le modèle de la MADA dans le référentiel (abc) étant fort complexe, et aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. Le but des transformations matricielles est de le simplifier, cette simplification doit réduire l'ordre du système et éliminer la dépendance avec la position du rotor, c'est-à-dire obtenir un modèle caractérisé par un système d'équation à coefficients constant.

II.4.1. Les transformations usuelles

Le but de l'utilisation de ces transformations c'est de passer d'un système triphasé (abc) vers un système biphasé (αβ), figure (II.2). Il existe principalement deux transformations : Clark et Concordia. La transformation de Clark conserve l'amplitude des grandeurs mais non la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient 3/2). tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas l'amplitude, [28].

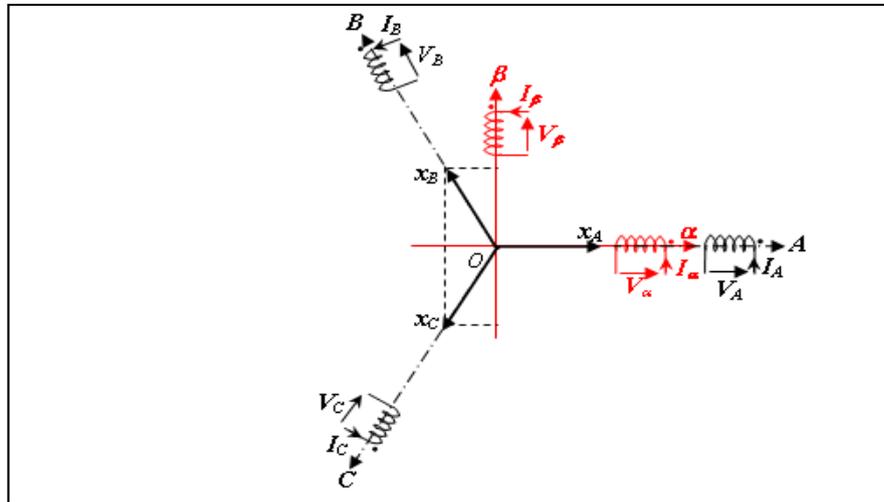


Figure (II.2): Principe de la transformation triphasé-biphasé

Le tableau suivant représente la transformation de Clark et de Concordia: [8]

	Transformation de Concordia	Transformation de Clark
triphase	$[X_{\alpha\beta}] = [CO] \cdot [X_{ABC}]$	$[X_{\alpha\beta}] = [CL] \cdot [X_{ABC}]$
Biphasé	$\begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix}$
triphase biphasé	$[X_{ABC}] = [CO]^{-1} [X_{\alpha\beta 0}]$ $\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \end{bmatrix}$	$[X_{ABC}] = [CL]^{-1} [X_{\alpha\beta}]$ $\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \end{bmatrix}$

Tableau (II-1) : Représentation abc - αβ et inversement.

$[CL], [CL]^{-1}$: Matrices de passage et inverse de Clarke

$[Co]; [Co]^{-1}$: Matrices de passage et inverse de Concordia.

Le choix de matrice de passage non normée (Clark) est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq. En effet, cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par le moteur, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur.

Mathématiquement parlant, le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation de Concordia. Dans la modélisation et son application.

II.4.2. Transformation Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer des référentiels (A, B, C) vers $(\alpha, \beta, 0)$, puis $(d, q, 0)$. Le référentiel $(\alpha, \beta, 0)$, est toujours fixe, par rapport à (A, B, C), par contre le référentiel $(d, q, 0)$ est mobile. Il forme avec le repère fixe $(\alpha, \beta, 0)$ un angle qui est appelé angle de la transformation de Park, ou angle de Park. On désigne par : "d" l'axe direct et par "q" l'axe en quadrature arrière ; [17].

La rotation dans le sens horaire est introduite par la matrice suivante :

$$[Ro(\psi)] = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & \mathbf{0} \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Donc : $[X_{dq0}] = [Ro(\Psi)] [X_{\alpha\beta 0}] \quad (2.11)$

La figure (II.3) montre le principe de la transformation de Park.

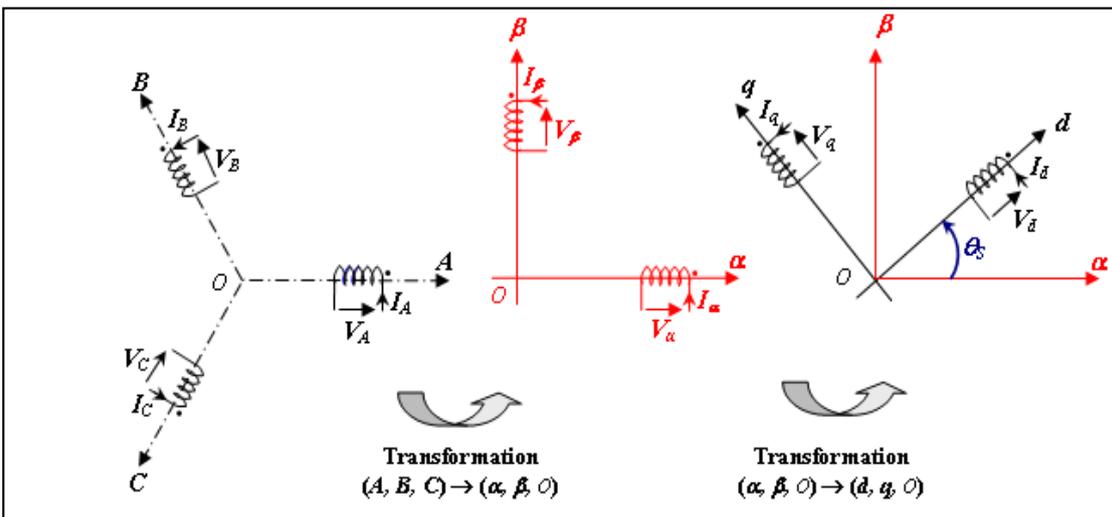


Figure (II.3): Décomposition de la transformation de Park.

Pour conserver l'invariance de la puissance instantanée on utilise la transformation de Concordia associée à la matrice de rotation. La transformation de Park est alors définie de la manière suivante

$$[X_{dqo}] = [P(\Psi)] [X_{ABC}] \quad (2.12)$$

$$\text{Où : } [P(\Psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\Psi & \cos\left(\Psi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\Psi - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\Psi & -\sin\left(\Psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\Psi - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Les nouvelles variables X_d et X_q sont appelées respectivement composantes directe et en quadrature.

La transformation inverse est définie par :

$$[X_{ABC}] = [P(\Psi)]^{-1} [X_{dqo}] \quad (2.14)$$

$$\text{Où : } [P(\Psi)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\Psi & -\sin\Psi & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\Psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\Psi - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\Psi - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\Psi - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$[P(\Psi)] [P(\Psi)]^{-1}$: Représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Park. On vérifie que la matrice de passage obtenue est bien orthogonale afin que la puissance instantanée soit invariante ($[P(\Psi)] \cdot [P(\Psi)]^{-1} = 1$).

II.5. Modèle mathématique de la MADA dans le plan (dq)

II. 5.1. Application de la transformation de Park

Afin d'appliquer la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée, on définit une matrice unique de transformation $[P]$ pour les tensions, les courants et les flux, à savoir :

La matrice $[P]$ est défini par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Et pour la matrice $[P]^{-1}$ par :

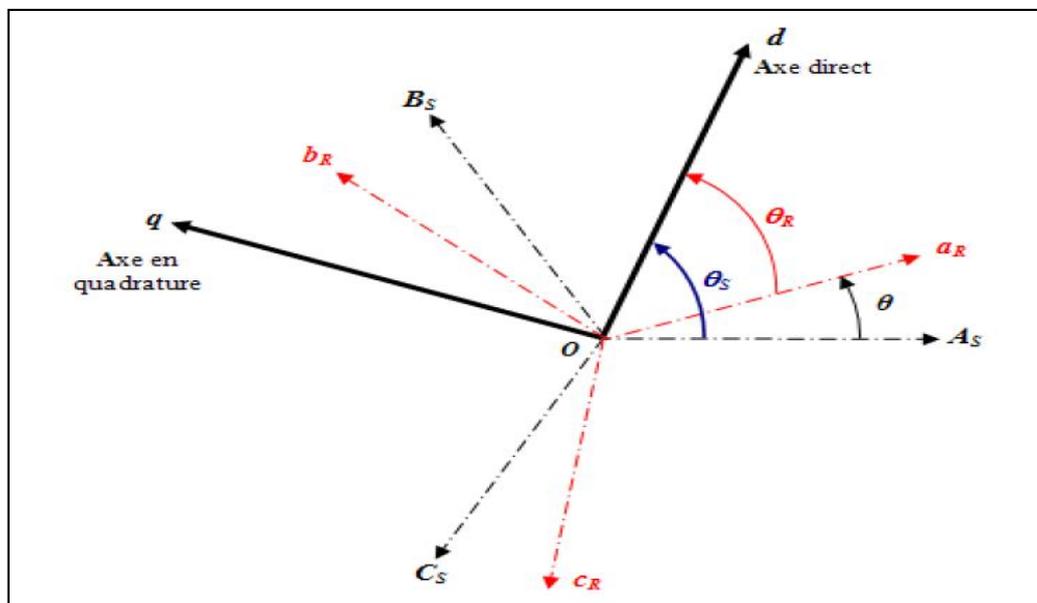
$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Remarque : L'angle θ sert à la transformation de Park est a priori quelconque, il dépend de choix de référentiel.

Les enroulements réels statoriques (A_s, B_s, C_s) et rotoriques (a_r, b_r, c_r) sont transformés respectivement en deux enroulements statoriques fictifs et deux enroulements également fictifs rotoriques dans un même référentiel diphasé

(O, d, q) afin de simplifier les équations.

Désignons par θ_s et θ_r les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park. La figure (II.4) illustre la position relative des différents référentiels dans l'espace.



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

Figure (II.4): Position spatiale des différents référentiels.

On remarque d'après la figure (II.4) que θ_s et θ_r sont liés naturellement à θ par la relation rigide :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (2.18)$$

Ce qui permet d'écrire :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.19)$$

Alors l'angle θ dans la matrice $[P]$ prend la valeur θ_s pour les grandeurs statoriques ; et θ_r pour les grandeurs rotorique.

On exprime les différentes grandeurs après application de la transformation de Park par

$$\begin{cases} \text{❖ Stator} & \begin{cases} [P]^{-1}(\theta_s) \cdot [V_s]_{dqo} = [V_s]_{abc} \\ [P]^{-1}(\theta_s) \cdot [I_s]_{dqo} = [i_s]_{abc} \\ [P]^{-1}(\theta_s) \cdot [\phi_s]_{dqo} = [\phi_s]_{abc} \end{cases} \end{cases} \quad (2.20)$$

$$\begin{cases} \text{❖ Rotor} & \begin{cases} [P]^{-1}(\theta_r) \cdot [V_r]_{dqo} = [V_r]_{abc} \\ [P]^{-1}(\theta_r) \cdot [I_r]_{dqo} = [i_r]_{abc} \\ [P]^{-1}(\theta_r) \cdot [\phi_r]_{dqo} = [\phi_r]_{abc} \end{cases} \end{cases} \quad (2.21)$$

II.5.2. Le modèle mathématique dans le référentiel de Park

🚩 Equations électriques

Après l'application de la transformation de Park dans (2.1) on obtient :

$$[V_s]_{dqo} = [R_s] \cdot [I_s]_{dqo} + [P] \cdot \frac{d}{dt} ([P]^{-1}) \cdot [\phi_s]_{dqo} + \frac{d}{dt} [P]^{-1} \cdot [\phi_s]_{dqo} \quad (2.22)$$

On démontre que :

$$[P] \cdot \left[\frac{d}{dt} [P]^{-1} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left[\frac{d\theta}{dt} \right]$$

On remplace dans (2.22) on obtient :

$$[V_s]_{dqo} = R_s \cdot [I_s]_{dqo} + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\phi_s]_{dqo} + \frac{d}{dt} [\phi_s]_{dqo} \quad (2.23)$$

De façon analogue pour le rotor

$$[V_r]_{dqo} = [R_r] \cdot [I_r]_{dqo} + [P] \cdot \frac{d}{dt} ([P]^{-1}) \cdot [\phi_r]_{dqo} + \frac{d}{dt} [P]^{-1} \cdot [\phi_r]_{dqo} \quad (2.24)$$

Ce qui donne :

$$[V_r]_{dqo} = R_r \cdot [I_r]_{dqo} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\phi_r]_{dqo} + \frac{d}{dt} [\phi_r]_{dqo} \quad (2.25)$$

La composante homopolaire des équations (2.24), (2.25) est nulle pour un système équilibré. A partir de ce qui précède on obtient les équations de la MADA sous forme matricielle dans le plan (dq):

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ -\frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Equations magnétiques

Rappelons les expressions des flux statoriques et rotoriques dans le référentiel triphasé (2.4) et (2.5) on applique la transformation de Park a ces derniers on obtient :

$$\begin{aligned} [P(\theta_s)]^{-1} [\phi_s]_{dqo} &= [P(\theta_s)]^{-1} [L_s] \cdot [i_s]_{dqo} + [P(\theta_s)]^{-1} [M_{sr}] \cdot [i_r]_{dqo} \\ [P(\theta_s)]^{-1} [\phi_r]_{dqo} &= [P(\theta_s)]^{-1} [L_r] \cdot [i_r]_{dqo} + [P(\theta_s)]^{-1} [M_{rs}]^t \cdot [i_s]_{dqo} \end{aligned} \quad (2.28)$$

En développant les équations de système (2.28)

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{os} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - m_s & 0 & 0 & 3/2(m_{sr}) & 0 & 0 \\ 0 & l_s - m_s & 0 & 0 & 3/2(m_{sr}) & 0 \\ 0 & 0 & l + 2m_s & 0 & 0 & 0 \\ 3/2(m_{sr}) & 0 & 0 & l_r - m_r & 0 & 0 \\ 0 & 3/2(m_{sr}) & 0 & 0 & l_r - m_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2m_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{os} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Posons :

$L_s = l_s - m_s$: Coefficient d'inductance cyclique statorique,

$L_r = l_r - m_r$: Coefficient d'inductance cyclique rotorique,

$M = \frac{3}{2} m_{sr}$: Coefficient d'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor,

$L_{or} = L_r + 2m_r$: Coefficient d'inductance homopolaire rotorique,

$L_{os} = L_s + 2m_s$: Coefficient d'inductance homopolaire statorique.

On élimine la composante homopolaire du matrice (2.29) on obtient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Nous constatons que grâce à la substitution des enroulements fictifs diphasés aux enroulements réels triphasés nous aboutissons à un système dont :

- les flux ne dépendent plus que de trois paramètres (L_s, L_r, M) les coefficients d'inductance sont indépendants du temps, et donc la dépendance avec l'angle θ disparaît,
- les matrices sont diagonales, c'est-à-dire que les grandeurs des axes d et q ne sont plus couplées.

La figure (II.5) illustre cette absence de couplage, [17].

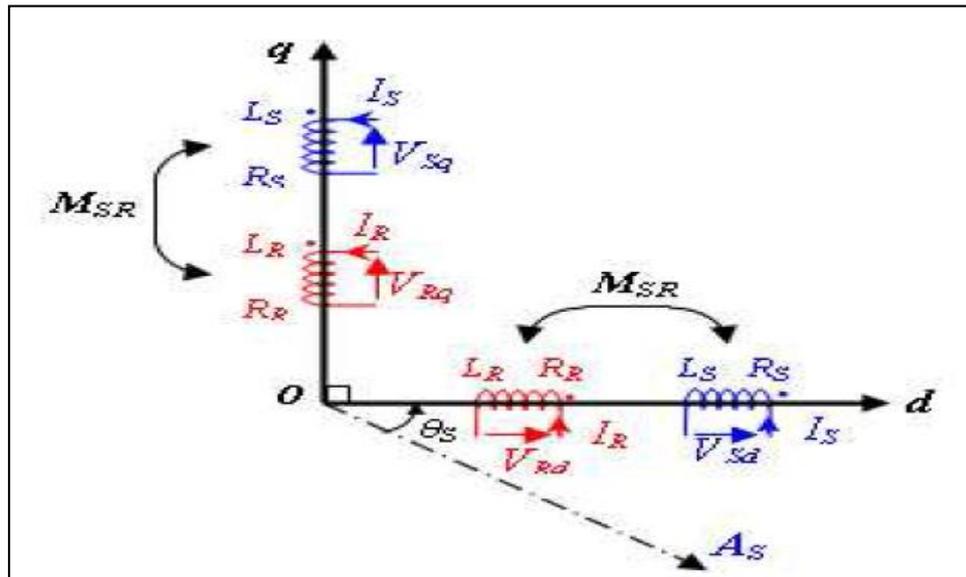


Figure (II.5): Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q.

Les composantes homopolaires des différentes grandeurs étant nulles pour les régimes de fonctionnement équilibrés et en mode non dégradé, la transformation de Park réduit donc l'ordre du système.

✚ Equation du couple électromagnétique

La transformation de Park conservant la puissance instantanée invariante, il est possible de déterminer son écriture en fonction des grandeurs exprimées dans le référentiel (d, q, o).

Le couple électromagnétique est obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique transmise entre deux armatures pour développer le couple s'écrit dans le repère (dq) comme suite :

$$P_e = V_{ds}I_{ds} + V_{qs}I_{qs} \quad (2.30)$$

En remplaçant les composantes directes et en quadrature par leurs expressions (2.25), ce dernière se décompose en trois termes :

1. Les pertes joules dissipées dans les enroulements d et q

$$\Delta P_j = R_s(I_{ds}^2 + I_{qs}^2) \quad (2.31)$$

2. La puissance de nature électromagnétique stockée dans le champ magnétique, c'est donc une puissance réactive

$$Q_{elemag} = I_{ds} \left(\frac{d\phi_{ds}}{dt} \right) + I_{qs} \left(\frac{d\phi_{qs}}{dt} \right) \quad (2.32)$$

3. La puissance électrique transformée en puissance mécanique, couramment appelée puissance électromagnétique, et notée P_{em} .

$$P_{em} = \frac{d\theta_s}{dt} \cdot (\phi_{ds}I_{qs} - \phi_{qs}I_{ds}) \quad (2.33)$$

L'expression du couple électromagnétique peut être déterminée par la relation suivante :

$$C_{em} = \left(\frac{P_{em}}{\Omega_s} \right) \quad (2.34)$$

Sachant que :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = p \cdot \Omega_s \quad (2.35)$$

Où p est le nombre de paires de pôle

Nous pouvons donc donner une première relation pour le couple électromagnétique :

$$C_{em} = p(\phi_{ds}I_{qs} - \phi_{qs}I_{ds}) \quad (2.36)$$

En faisant un choix de variables et en remplaçant les flux par leurs expressions données par la matrice (2.30) on peut établir d'autres expressions pour le couple :

$$C_{em} = p(\phi_{qr}I_{dr} - \phi_{dr}I_{qr}) \quad (2.36.a)$$

$$C_{em} = p \cdot M \cdot (I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}) \quad (2.36.b)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\phi_{qs} I_{dr} - \phi_{ds} I_{qr}) \quad (2.36.c)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (2.36.d)$$

Ces expressions seront pourront être à la base de recherche de stratégie de commande de la machine. Nous pouvons ajouter la relation fondamentale de la dynamique pour les corps en rotation :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \cdot \Omega \quad (2.37)$$

II.5.3.Choix du référentiel de Park

Suivant la constitution et le principe de fonctionnement de la MADA, nous pouvons résumer qu'il existe trois choix utiles de référentiel de deux axes :

1. Référentiel fixe au stator (référentiel stationnaire $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$) Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs.

2. Référentiel fixe au rotor (référentiel tournant : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega = p\Omega$). Ce choix est très utilisé dans l'étude des régimes transitoires des machines asynchrones.

3. Référentiel fixé au champ tournant (référentiel tournant à la vitesse de pulsation synchrone : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$) .Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude et la synthèse des lois de commande. Ce référentiel est solidaire au champ tournant, c'est-à-dire qu'il tourne à la vitesse de synchronisme, ce qui se traduit par $\omega_r = \omega_s - \omega$ avec : $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$

Dans tous nos travaux, nous nous intéressons à une orientation du repère (dq) suivant le champ tournant. Dans ce cas les équations de la MADA sont représentées par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \phi_{qs} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \phi_{ds} \\ C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \end{cases} \quad (2.38)$$

II.6.Mise sous forme d'équations d'état

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone à double alimentation sous forme d'équation d'état ; [30]. Nous allons choisir dans tout ce qui suivra, le vecteur $[I_{ds} I_{qs} \phi_{dr} \phi_{qr} \omega]^t$ comme vecteur d'état et les grandeurs $[V_{ds} V_{qs} V_{dr} V_{qr}]^t$ comme variable de commande. D'après le système d'équation (2.38) peuvent être disposées sous la forme de représentation d'état :

$$[\dot{\mathbf{X}}] = [\mathbf{A}][\mathbf{X}] + [\mathbf{B}][\mathbf{U}]$$

- Le vecteur d'état : $[\mathbf{X}] = [I_{ds} I_{qs} \phi_{dr} \phi_{qr}]^t$
- Le vecteur de commande : $[\mathbf{U}] = [V_{ds} V_{qs} V_{dr} V_{qr}]^t$

D'après l'équation matricielle (2.29) nous avons :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_r} \phi_{dr} - \frac{M}{L_r} I_{ds} \\ I_{qr} = \frac{1}{L_r} \phi_{qr} - \frac{M}{L_r} I_{qs} \end{cases} \quad (2.39)$$

On remplace (2.39) et (2.29) dans le système (2.38), après le calcul et la simplification, on obtient le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left[\frac{R_s}{\sigma} + \frac{M^2}{L_r T_r \sigma} \right] I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \left[\frac{M}{L_r T_r \sigma} \right] \phi_{dr} + \left[\frac{M}{L_r \sigma} \right] \omega \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma} V_{ds} - \left[\frac{M}{L_r \sigma} \right] V_{dr} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left[\frac{R_s}{\sigma} + \frac{M^2}{L_r T_r \sigma} \right] I_{qs} - \left[\frac{M}{L_r \sigma} \right] \omega \phi_{dr} + \left[\frac{M}{L_r T_r \sigma} \right] \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma} V_{qs} - \left[\frac{M}{L_r \sigma} \right] V_{qr} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \phi_{qr} + V_{dr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} + V_{qr} \end{array} \right. \quad (2.40)$$

Tel que : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r}, a = \frac{1}{T_r}, b = \frac{R_s}{\sigma} + \frac{M^2}{L_r T_r \sigma}, c = \frac{M}{L_r \sigma}, \mu = \frac{pM}{L_r j}$

Après l'arrangement du système d'équations (2.40), on obtient

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -b \cdot I_{ds} + \omega_s I_{qs} + a \cdot c \cdot \Phi_{dr} + \omega \cdot c \cdot \Phi_{qr} - c \cdot V_{dr} + \frac{1}{\sigma} \cdot V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -b \cdot I_{qs} - \omega_s I_{ds} + a \cdot c \cdot \Phi_{qr} - \omega \cdot c \cdot \Phi_{dr} - c \cdot V_{qr} + \frac{1}{\sigma} \cdot V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -a \cdot \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} + a \cdot M \cdot I_{ds} + V_{dr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -a \cdot \Phi_{qr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} + a \cdot M \cdot I_{qs} + V_{qr} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \mu \cdot (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) - \frac{c_r}{j} - \frac{f_r}{j} \cdot \Omega \end{cases}$$

L'écriture Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{ds}}{dt} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (-b) & (\omega_s) & (c \cdot a) & (\omega \cdot c) \\ -(\omega_s) & (-b) & -(\omega \cdot c) & (c \cdot a) \\ (M \cdot a) & \mathbf{0} & -a & (\omega_s - \omega) \\ \mathbf{0} & (M \cdot a) & -(\omega_s - \omega) & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma} & \mathbf{0} & (-c) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \frac{1}{\sigma} & \mathbf{0} & (-c) \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

II.7. Simulation de la MADA alimentée par le réseau électrique

Afin de simuler la MADA, nous avons opté pour le logiciel MATLAB. Le schéma bloc de la MADA est représenté sur la figure (II.6), les données de la machine utilisées en simulation sont données en annexe(a).

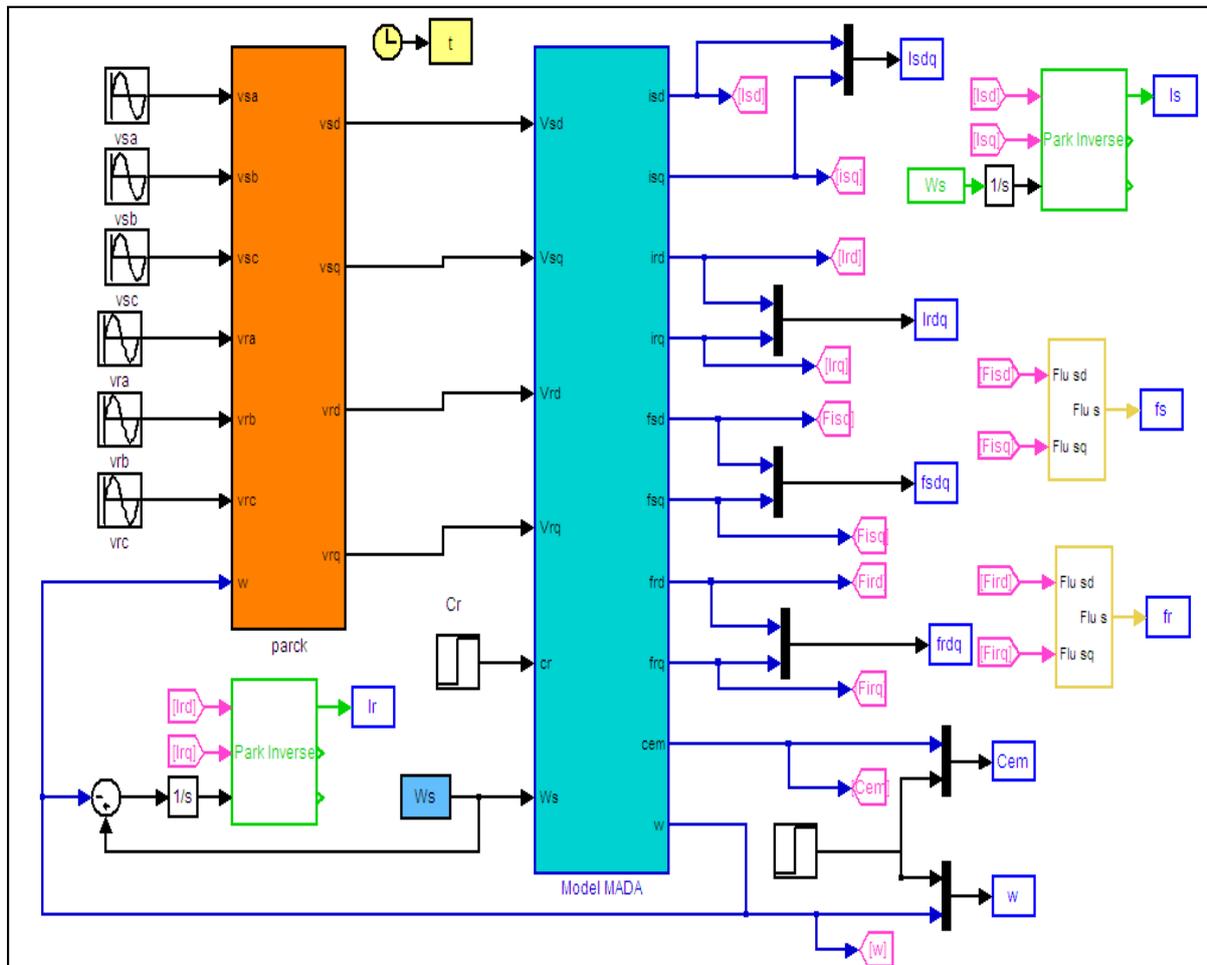
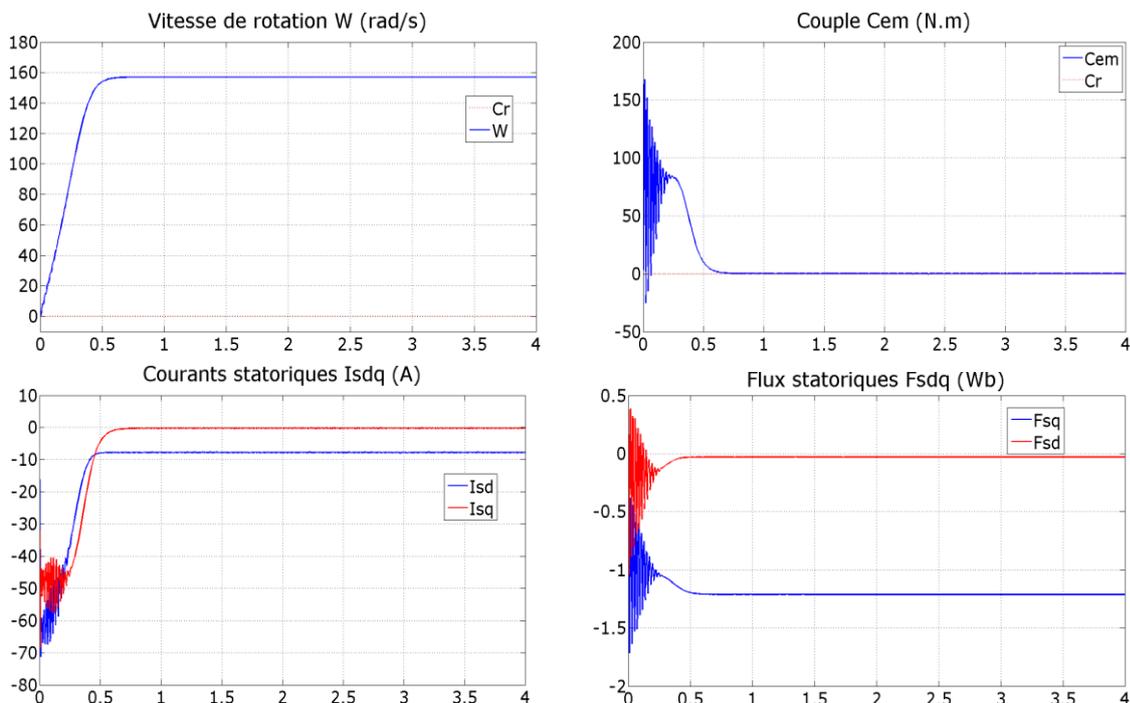


Figure (II.6) : schéma bloc de simulation



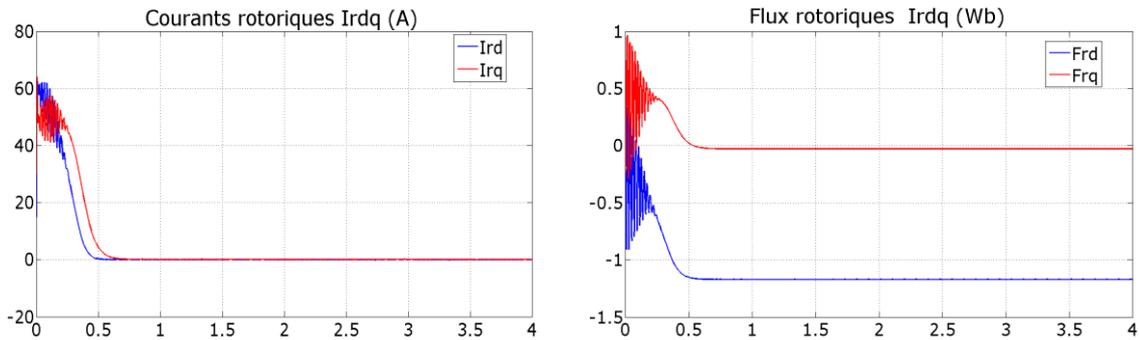
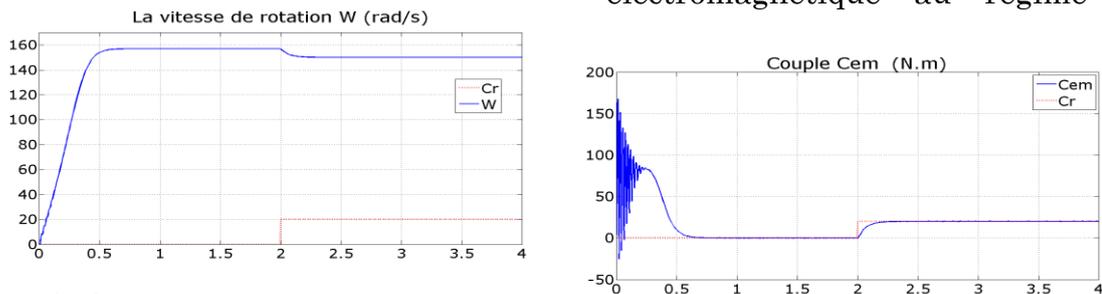


Figure (II.7) : Réponses du système avec $V_r=0\text{ V}$, $f_r = 50\text{ Hz}$, $C_r=0$

La figure (II.7) représente les réponses dynamiques de quelques caractéristiques de la machine asynchrone alimentée au stator par un réseau triphasé équilibré et rotor en court-circuit au démarrage à vide.

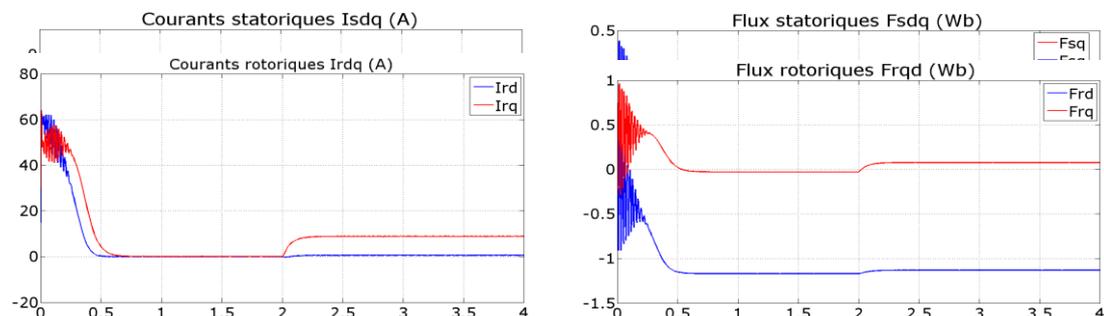
On remarque que toutes les grandeurs de la machine ont un régime transitoire oscillant. La vitesse électrique du rotor ω atteint une valeur à vide proche de 157 rad/s au bout d'un temps égal à 0.5s. Ce démarrage rapide a permis d'avoir un établissement rapide du couple électromagnétique au régime



transitoire.

Figure (II.8) : Réponses du système avec $V_r=0\text{ V}$, $f_r = 50\text{ Hz}$, $C_r =20\text{ N.m}$

La figure (II.8) représente les résultats de simulation avec l'introduction d'un couple de charge de 20 N.m à l'instant ($t =2\text{ s}$). On note d'après cette figure que :



- l'introduction d'un couple de charge provoque une diminution de la vitesse ;
- le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (20N.m) ;
- le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de moteur.
- On remarque également que le flux varie avec la variation de la charge ce qui montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et la vitesse.

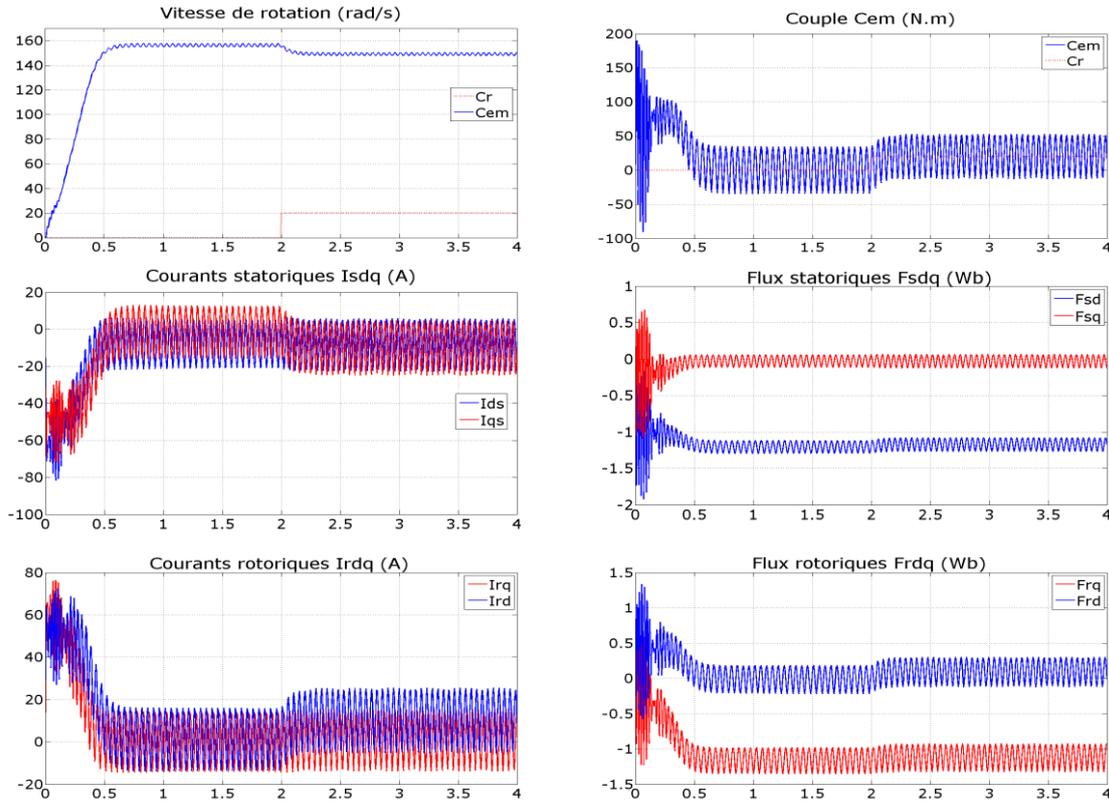


Figure (II.9) : Réponses du système avec $V_r = 15$ V, $f_r = 5$ Hz, $C_r = 20$ N.m

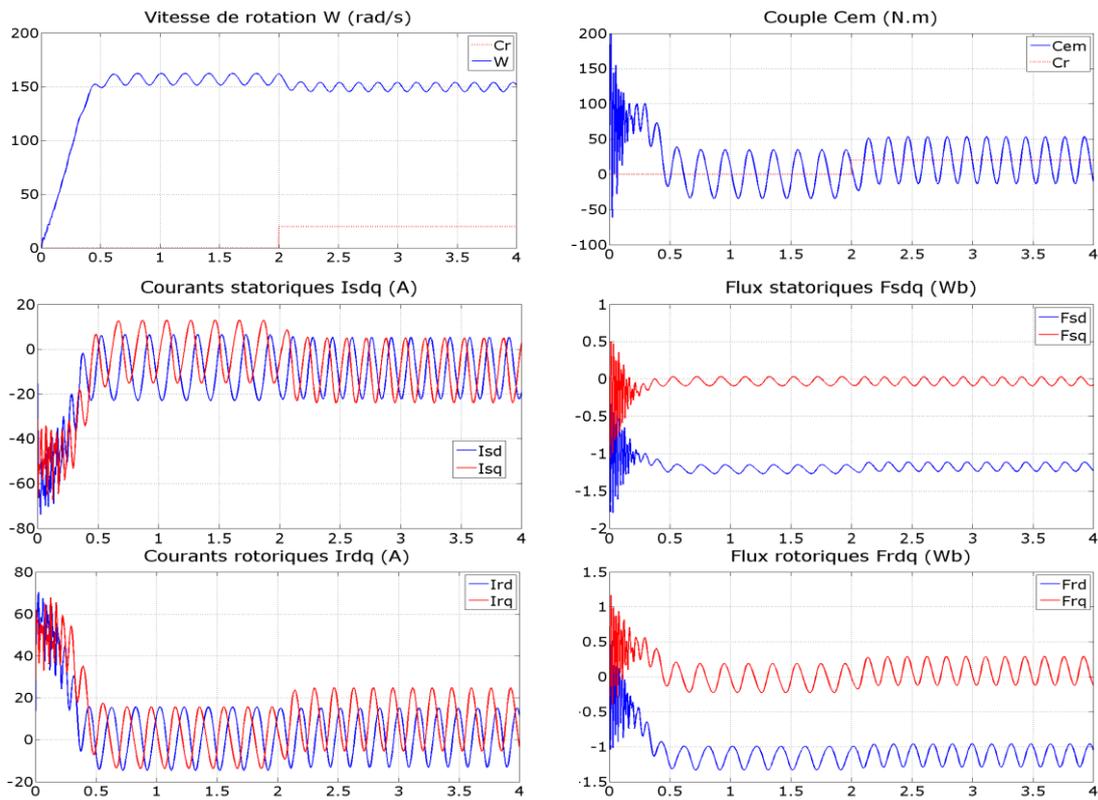


Figure (II.10) : Réponses du système avec $V_r = 15$ V, $f_r = 20$ Hz, $C_r = 20$ N.m

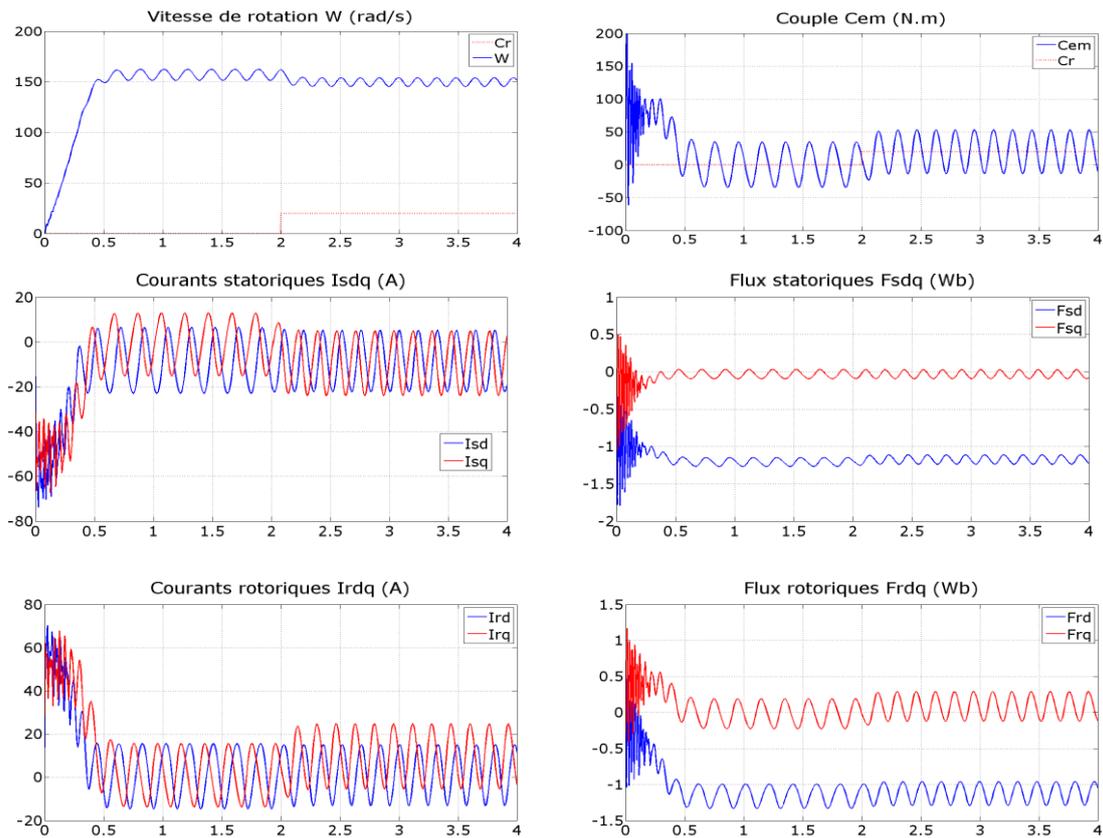


Figure (II.11) : Réponses du système avec $V_r = 25 \text{ V}$, $f_r = 20 \text{ Hz}$, $C_r = 20 \text{ N.m}$

D'après les résultats de simulation obtenus, on observe que toutes variations au niveau de la fréquence rotorique ou tension rotorique a une influence directe sur la vitesse et le couple. Pour les figures (II.9), (II.10) on a appliqué une variation de fréquence rotorique de (5Hz à 20 Hz) avec une tension rotorique constante de 15V ; on remarque que cette variation implique des oscillations au niveau des grandeurs de la machine ; Dans le cas de variation de la tension rotorique (15V et 25V) on remarque qu'elle a une influence sur les grandeurs de la machine où des oscillations importantes sont apparues figures (II.10), (II.11).

II.8. Modélisation de l'alimentation de la MADA

Pour entraîner en rotation une machine asynchrone, plusieurs méthodes sont utilisables, du branchement direct sur le réseau, aux variateurs de vitesse en passant par les démarreurs. Un variateur de vitesse peut avoir différents objectifs [13] :

- Obtenir des performances importantes dans différentes phases de fonctionnement : tourner à différentes vitesses, suivre des profils dynamiques de vitesse, garder une vitesse constante malgré une variation du couple de charge... etc ;
- Augmenter la durée de vie des moteurs à induction en maîtrisant le niveau de courant dans ces enroulements ;
- Minimiser la consommation d'énergie.

On a vu précédemment plusieurs configurations de commande de la MADA à vitesse variable. Dans ce travail on va étudier l'association d'une machine asynchrone à rotor bobiné avec deux d'alimentations : l'une à fréquence fixe (réseau) lié au stator, et l'autre à fréquence variable lié au rotor. La figure (II.12) présente le schéma de principe de la MADA à vitesse variable. L'alimentation rotorique comprend les trois parties suivantes :

1. Une redresseuse triphasée double alternance à diodes ;
2. Un filtre passe bas passif (L, C) ;
3. Un onduleur de tension à MLI.

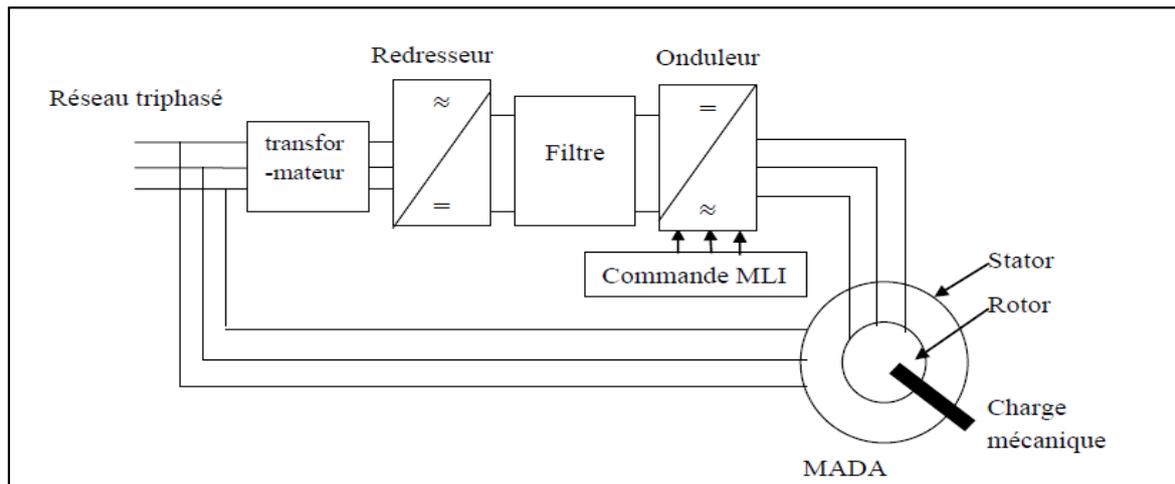


Figure (II.12) : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine

II.8.1. Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées. Dans notre cas, nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes, figuré (II.13) ; [11]. L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé ou le système de tension est équilibré.

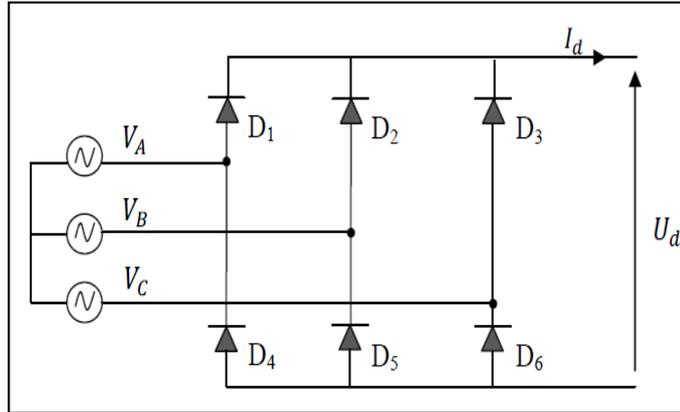


Figure (II.13) : Représentation du redresseur triphasé

Si nous considérons l'expression des tensions simples de la forme suivante :

$$\begin{cases} V_A = V_m \sin(\omega t) \\ V_B = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_C = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.42)$$

La tension à la sortie du redresseur est donnée par:

$$U_d = \max[V_A, V_B, V_C] - \min[V_A, V_B, V_C] \quad (2.43)$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{\pi}{3} \int_0^{\pi/3} V_m [\sin(\omega t) - \sin(\omega t - 2\pi/3)] d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (2.44)$$

II.8.2. Modélisation du filtre

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre. Le bus continu est interfacé par une cellule de filtrage formée d'une capacité réduisant les ondulations de tension à l'entrée de l'onduleur, d'une inductance permettant de mieux lisser le courant ; Figure (II.14)

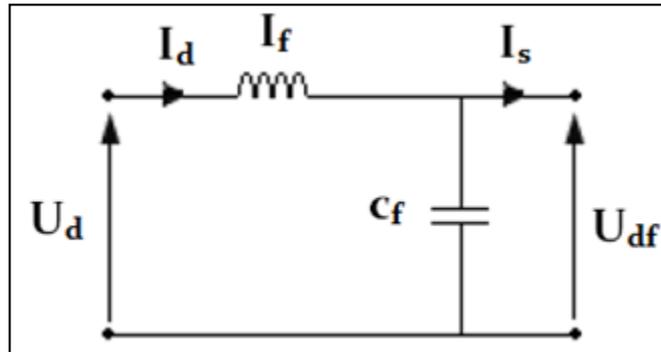


Figure (II.14) :

Représentation du filtre

Ce filtre est modélisé par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_{df} \\ \frac{dU_{df}}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (2.45)$$

La fréquence de coupure de ce filtre est:

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.46)$$

II.8.3. Modélisation de l'onduleur triphasé à MLI

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue ; [11].

L'onduleur de tension est constitué de cellule de commutation généralement à transistors ou à thyristors pour les grandes puissances. Le schéma de l'onduleur est représenté par la figure (II.15).

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

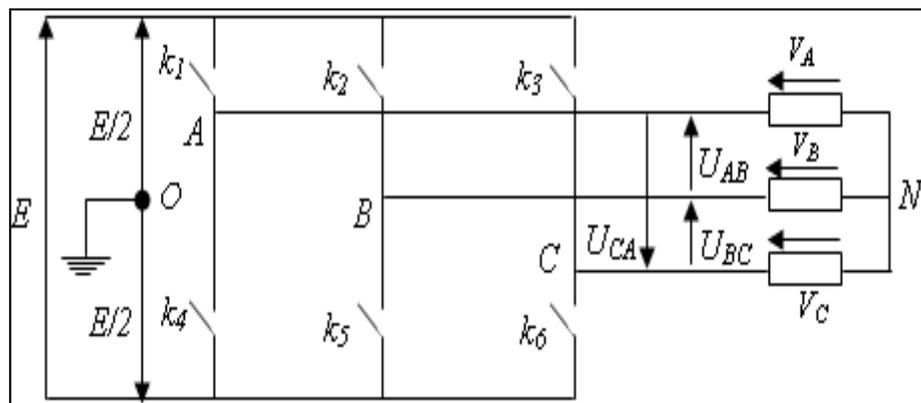


Figure (II.15) : Schéma de l'onduleur de tension

Pour simplifier l'étude, on supposera que [9]:

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée; est équilibrée en étoile avec neutre isolé.

Les équations instantanées des tensions simples à la sortie de l'onduleur en fonction des grandeurs de commande sont données par :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad (2.47)$$

Par addition on a :

$$V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{AO} + V_{AO} + 3V_{ON} \quad (2.48)$$

Pour un système de tensions triphasées équilibrées on peut déduire le système d'équations suivant:

$$V_A + V_B + V_C = 0 \quad (2.49)$$

$$V_{NO} = -\left(\frac{1}{3}\right) [V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}] \quad (2.50)$$

On remplace dans (2.) On obtient :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3} \cdot V_{AO} - \frac{1}{3} \cdot V_{BO} - \frac{1}{3} \cdot V_{CO} \\ V_B = \frac{2}{3} \cdot V_{BO} - \frac{1}{3} \cdot V_{AO} - \frac{1}{3} \cdot V_{CO} \\ V_C = \frac{2}{3} \cdot V_{CO} - \frac{1}{3} \cdot V_{AO} - \frac{1}{3} \cdot V_{BO} \end{cases} \quad (2.51)$$

Ou sous forme matricielles :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{AO} = E \cdot S_1 \\ V_{BO} = E \cdot S_2 \\ V_{CO} = E \cdot S_3 \end{cases} \quad (2.53)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} S_1 = 1 \text{ si } k_1 \text{ fermé si non } S_1 = -1 \\ S_2 = 1 \text{ si } k_2 \text{ fermé si non } S_2 = -1 \\ S_3 = 1 \text{ si } k_3 \text{ fermé si non } S_3 = -1 \end{cases} \quad (2.54)$$

On aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

Le tableau ci-dessous montre les expressions qui prennent les tensions simples et les tensions composées, en fonction de l'état ouvert ou fermé des interrupteurs k1, k2, k3 (les états de k4, k5, k6 sont respectivement complémentaires de ceux de k1, k2, k3).

K ₁	K ₂	K ₃	V _{AO}	V _{BO}	V _{CO}	V _A	V _B	V _C	V _{AB}	V _{BC}	V _{CA}
F	F	F	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	0
F	0	F	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3	E	-E	0
F	F	0	E/2	E/2	-E/2	E/3	-E/3	-2E/3	0	E	-E
F	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3	E	0	-E
0	F	F	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	-E	0	E
0	0	F	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	0	-E	E
0	F	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3	-E	E	0
0	0	0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	0

Tableau (II-2) : Calcul des vecteurs tensions.

II.8.4. Stratégie de commande par MLI triangulo-sinusoidale

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoidale et une tension de modulation triangulaire, figure (II.16) [9].

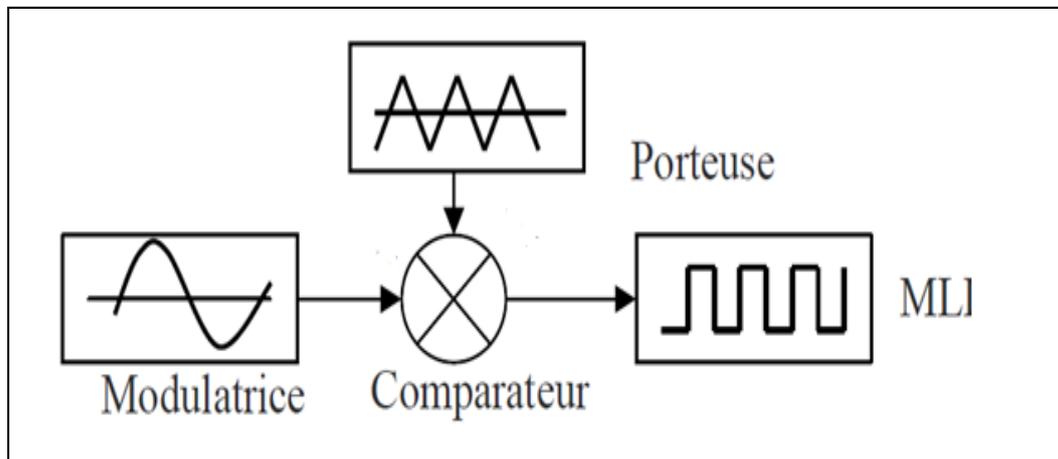


Figure (II.16) : Schéma de principe de la commande MLI

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p . On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$. [9]

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[0 \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2} T_p \right] \end{cases} \quad (2.56)$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} U_a = V_m \sin(\omega t) \\ U_b = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ U_c = V_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2.57)$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S1. S2. S3 des interrupteurs de l'onduleur. Ceux ci sont donnés par l'équation suivante [17]:

$$S_{123} = \begin{cases} 1 & \text{si } (U_{abc} - x(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (U_{abc} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (2.58)$$

Après avoir la modélisation des différentes parties de l'alimentation de la MADA, nous avons opté pour le logiciel MATLAB/SIMULINK. Le modèle de l'onduleur MLI, le redresseur et le filtre RC, avec des résultats de simulation sont présentés en annexe(B)

II.9. Simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI

Les figure (II.17) ;(II.18) représentent les réponses de simulation dans le cas ou la tension rotorique $V_r=15$, les fréquences rotoriques (5 Hz ; 20Hz) et le couple résistant $C_r=20$ N.m ; $m=21$, $r=0.75$.Le Diagramme fonctionnel sous MATLAB est représenté en annexe (b).

Et d'après les résultats obtenus on constate que l'amplitude des ondulations a diminué considérablement comparé aux résultats obtenus précédemment, mais reste toujours sensible au couple de charge. Les autres grandeurs sont le siège des pulsations créées par des harmoniques à hautes fréquences dus à la présence des convertisseurs.

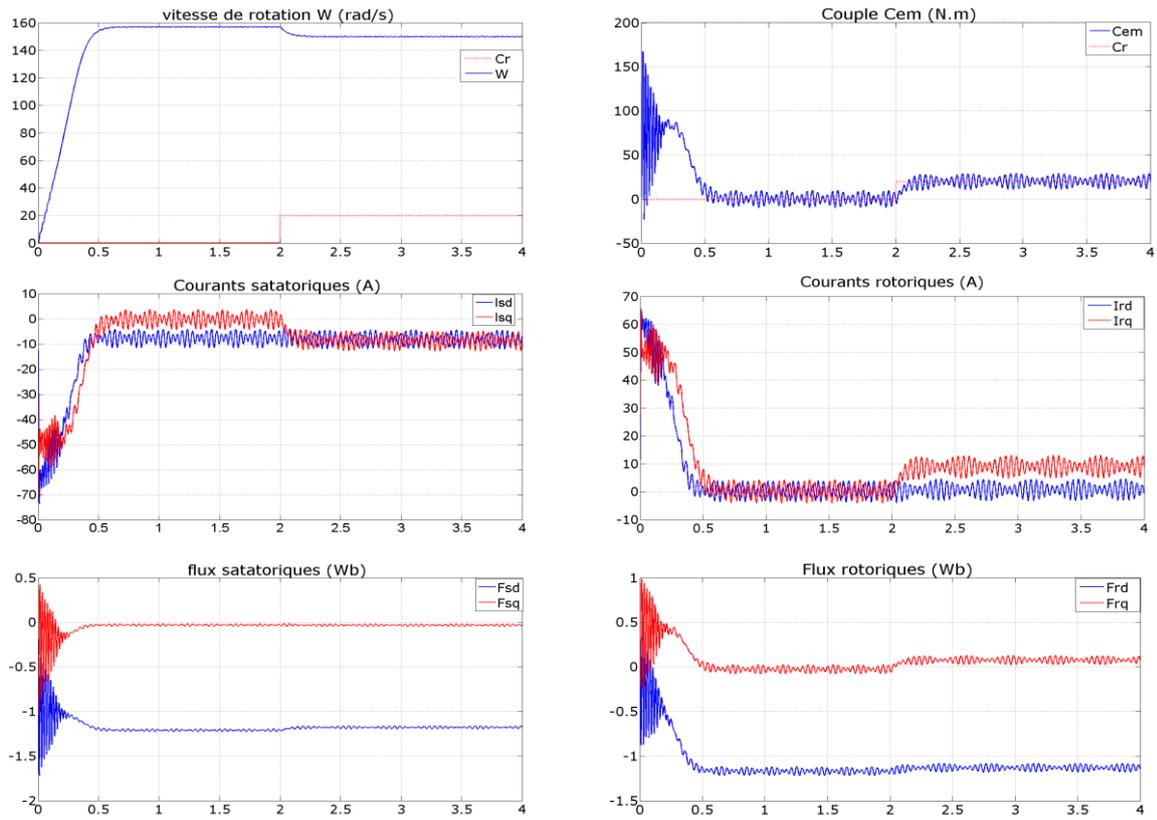


Figure (II.17): Réponses du système avec $V_r = 15V$, $f_r = 5$ Hz, $C_r = 20$ N.m

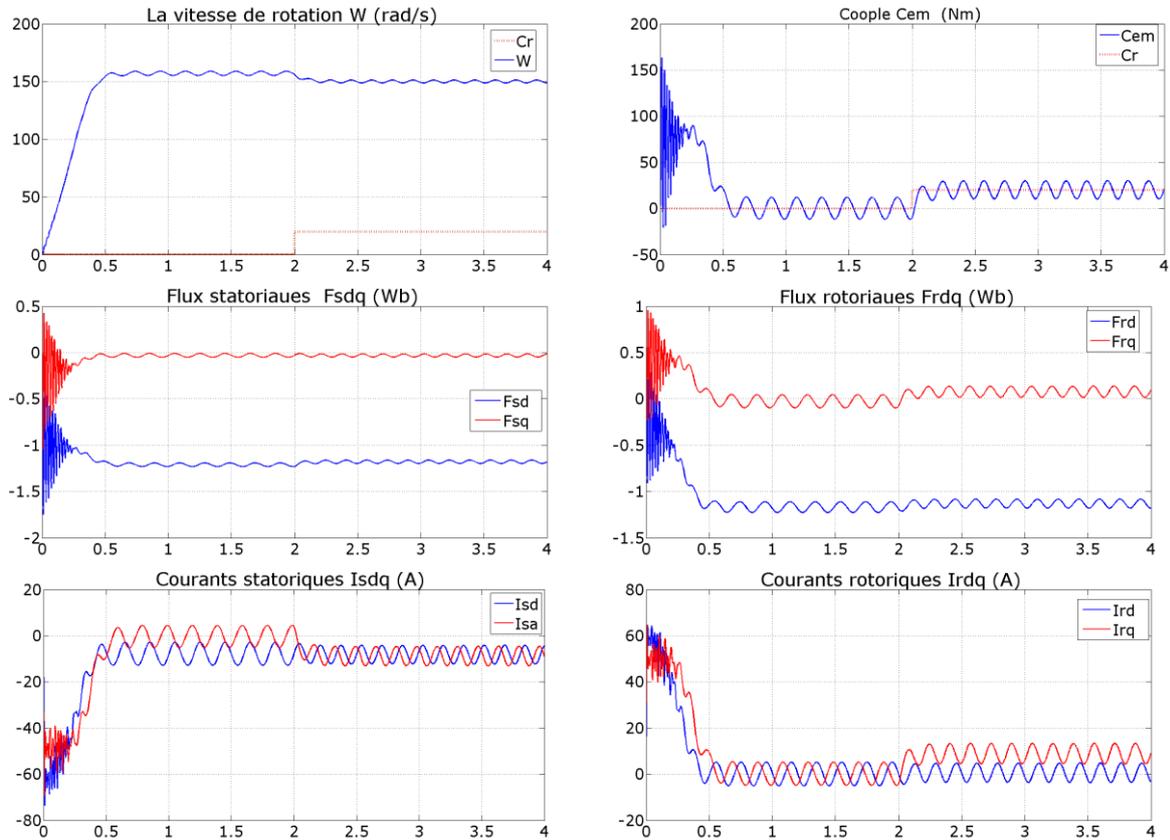
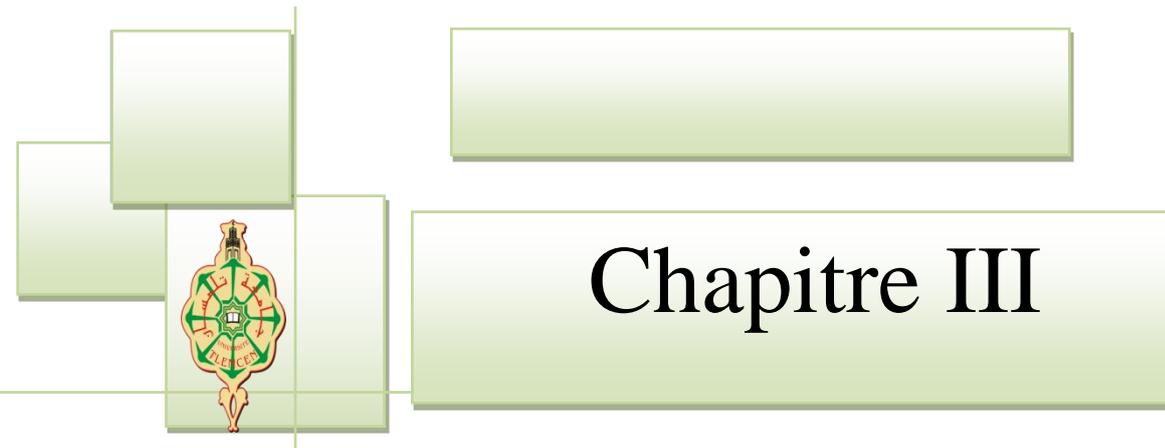


Figure (II.18) : Réponses du système avec $V_r = 15V$, $f_r = 20 \text{ Hz}$, $C_r = 20 \text{ N.m}$

II.10. Conclusion

La modélisation de la MADA nous a permis de traiter la machine asynchrone à double alimentation de façon semblable à celle de la machine à courant continu. Lors de cette modélisation, nous nous sommes attachés à développer un modèle en vue de la commande de la machine.

Comme nous avons pu le voir dans les résultats de simulation, et vu son caractère spécifique, la modélisation de la machine asynchrone double alimentée pose de sérieux problèmes de stabilité en boucle ouverte, dans ce cas, le recours aux commandes bouclés, et spécialement les commandes de type non-linéaire devient indispensable. Ainsi, le chapitre suivant sera consacré à la commande non-linéaire (découplée) de la MADA, qui permet d'avoir un comportement dynamique similaire à celui d'une machine à courant continu.



Chapitre III

Etude De La Commande Non Linéaire

III.1.Introduction

Parmi les stratégies de commande offrant des performances dynamiques élevées, on trouve la commande non linéaire qui fut introduite par Porter.

Cette commande, découplant et linéarisante, peut être appliquée sur les machines synchrones ou asynchrones [26]. La commande non linéaire est introduite principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande linéaire. Présentement, plusieurs méthodes traitant le sujet sont disponibles. Parmi ces méthodes, on trouve la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties. Son principe consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire, [13] .

Dans ce chapitre, on présente dans une première étape, le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties, puis dans une deuxième étape comment concevoir un contrôleur non linéaire basé sur cette technique afin de réguler la vitesse d'un moteur asynchrone à double alimentation.

III.2. Commande par linéarisation entrée-sortie

Le but de cette section est de rappeler le principe de la commande de la MADA par linéarisation entrée-sortie. Cette méthode généralise les commandes de type vectoriel en assurant le découplage et la linéarisation des relations entre les entrées et les sorties.

Supposant que la totalité du vecteur d'état est mesurable, il est ainsi possible de concevoir un retour d'état non linéaire qui assure la stabilité du système bouclé. Plusieurs travaux ont démontré que cette technique de commande non linéaire a fait apparaître des propriétés intéressantes quand au découplage vitesse/flux et à la robustesse paramétrique. Cette structure de commande apparaît ainsi comme une alternative intéressante à la commande par orientation du flux [31].

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu. Plusieurs références qui décrivent la manière de l'appliquer sont maintenant disponibles. Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie (y), et une nouvelle entrée v , en effectuant un bon choix de la loi linéarisation. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaires classiques. La phase de découplage consiste à transformer par bouclage le système multi variables en systèmes mono variables indépendant.[32]

III -3 Principe de linéarisation au sens des entrées-sorties

III.3.1.Objectifs

1. Synthèse d'une loi de commande par retour d'état non linéaire de la forme :

$$U = \alpha(x) + \beta(x).V \quad (3.1)$$

2. Obtenir un système linéaire d'un point de vue entrées-sorties ou entrées-état qui est très souvent découplé.

III.3.2.Hypothèses

L'application de la technique de linéarisation entrée sorties d'un système non linéaire nécessite la satisfaction de certaines hypothèses tel que : [33]

- l'état du système est connu à tout instant soit par l'instrumentation du système commandé à l'aide de capteurs, soit en reconstruisant le vecteur d'état quand cela est possible.

➤ le modèle du système est connu.

III.3.3.Principe

Cette technique consiste à transformer un système (S) à p entrées et (p) sorties non linéaires d'ordre (n) appartenant à la classe des systèmes définis par :

$$(s) \begin{cases} \dot{X} = F(x) + G(x).U \\ F(X) = [f_1(x), \dots \dots f_n(x)]: \text{champ de vecteur d'ordre}(n) \\ G(x) = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{1p} \\ g_{n1} & g_{np} \end{bmatrix} \\ Y = h(x) \\ h(x) = [h_1(x), \dots \dots h_p(x)]^T \end{cases} \quad (3.2)$$

Ou : $X \in R^n$: vecteur d'état ;

$U \in R^m$: vecteur d'entrée ;

$Y \in R^p$: vecteur de sortie ;

$f: R^n \rightarrow R^n ; g: R^n \rightarrow R^m ; h: R^n \rightarrow R^p$: Fonctions non linéaires de classe C^∞

En un système linéaire et contrôlable :

$$\dot{Z} = A.Z + B.V \quad (3.3)$$

Avec : $Z \in R^n$ $V \in R^n$

- Par l'intermédiaire, d'un retour d'état non linéaire de la forme :

$$U = \alpha(x) + \beta(x).V$$

- Et un changement de coordonnées (Difféomorphisme) $Z = \varphi(x)$ dans un voisinage de x.

III -3-4 - Dynamiques des Zéros

Cette extension n'est pas une tâche triviale, pour deux raisons, à savoir que les fonctions de transfert, sur lesquelles sont fondés les zéros du système linéaire, ne peuvent pas être définies pour les systèmes non-linéaires en plus la stabilité de la dynamique interne des systèmes non-linéaires peut dépendre de l'entrée particulière de commande. Une approche permettant de contourner ces difficultés consiste à définir ce qu'on appelle la dynamique-zéro pour le système non-linéaire. La dynamique-zéro est définie comme étant la dynamique interne du système pour laquelle sa sortie est maintenue à zéro par l'entrée. Constatant que la spécification de maintenir la sortie du système nulle uniquement définit l'entrée désirée (exigée) et par conséquent la dynamique- zéro assure la stabilité asymptotique dans le sens de Lyaponov. [34]

Avant de conclure, deux remarques utiles méritent d'être soulignées concernant la notion de la dynamique-zéro des systèmes non-linéaires, en terme de :

- Cette notion est une propriété intrinsèque du système non-linéaire ne dépendant pas du choix de la loi de commande ni des trajectoires désirées.
- L'examen de la stabilité de la dynamique-zéro est nettement plus facile que celle de la stabilité de la dynamique interne car elle inclut uniquement les états internes, par contre la dynamique interne est liée à la dynamique externe comme aux trajectoires désirées. [34]

III.3.5. Linéarisation entrées-sorties d'un système SISO

On a : $\dim Y=(1,1)$; $\dim U=(1,1)$; $\dim X=(n, 1)$

La démarche consiste à établir une relation (linéaire) liant la sortie du système à l'entrée U et donc, à travers la loi de commande, à l'entrée V . Pour cela, on dérive par rapport au temps la sortie Y du système et en utilisant l'équation d'état on fait apparaître les termes d'entrée. Si l'entrée n'apparaît pas après dérivation, on réitère le processus jusqu'à obtenir la relation désirée. [33]

La dérivée temporelle de la sortie y dans le sens des champs $f(x)$ et $g(x)$ donne :

$$\dot{y} = \frac{\partial h}{\partial x} \cdot \dot{x} = \frac{\partial h}{\partial x} [f(x) + g(x) \cdot U] = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) + \frac{\partial h}{\partial x} g(x) \cdot U \quad (3.4)$$

Notation :

- Le terme $\frac{\partial h}{\partial x} = \left[\frac{\partial h}{\partial x_1}; \frac{\partial h}{\partial x_2}; \dots \dots \frac{\partial h}{\partial x_n} \right]$ désigne le gradient de la fonction scalaire $h(x)$. et on note : $\nabla h = \frac{\partial h}{\partial x}$
- Les termes : $\frac{\partial h}{\partial x} f$, $\frac{\partial h}{\partial x} g$, ou f et g sont des fonctions vectorielles, sont notés respectivement $L_f h$; $L_g h$; Ils sont appelés **dérivée de Lie** de h respectivement par rapport à f et g et correspondent à une fonction scalaire de \mathbb{R}^n vers \mathbb{R} .

On note : $L_f h = \nabla h \cdot f$ et $L_g h = \nabla h \cdot g$

Et d'une manière générale on définit la dérivée de Lie de h de \mathbb{R}^n vers \mathbb{R} sur un champ de vecteur $F(x) = [F_1(x); F_2(x) \dots \dots F_n(x)]^T$ par :

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h}{\partial x_i} F_i(x) \quad (3.5)$$

Ceci nous permet d'écrire de manière abrégée l'équation (3.2) qui devient :

$$\dot{y} = L_f h(x) + L_g h(x) \cdot U \quad (3.6)$$

En tenant compte de l'expression de la loi de commande, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{y} &= L_f h(x) + L_g h(x) \cdot [\alpha(x) + \beta(x) \cdot V] \\ \dot{y} &= L_f h(x) + L_g h(x) \cdot \alpha(x) + L_g h(x) \beta(x) \cdot V \end{aligned} \quad (3.7)$$

Pour obtenir une relation entrée-sortie linéaire, il suffit d'imposer les contraintes suivantes :

$$L_f h(x) + L_g h(x) \cdot \alpha(x) = 0 \quad \text{Et} \quad L_g h(x) \beta(x) \cdot V = 1$$

✚ Si $L_g h(x) \neq 0$: il existe une solution unique donnée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \alpha(x) = -\frac{L_f h(x)}{L_g h(x)} \\ \beta(x) = -\frac{1}{L_g h(x)} \\ \dot{y} = V \end{cases} \quad (3.8)$$

✚ Si $L_g h(x) = 0$ \nexists de solution, en continue la dérivation pour obtenir :

$$\ddot{y} = \frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{\partial h}{\partial x} \right] f(x) + \frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{\partial h}{\partial x} f(x) \right] g(x) \cdot U \quad (3.9)$$

Ce qui se traduit, par la loi de la représentation de Lie par :

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) + L_f L_g h(x) \cdot U \quad (3.10)$$

Si $L_f L_g h(x)$ est encore nulle, Le processus de dérivation est réitéré. La méthode consiste donc à déterminer le degré de la dérivation (r) à partir duquel le coefficient multiplicateur de la commande U n'est pas nul. (r) est le degré relatif de h(.) pour laquelle le terme d'entrée n'est pas nul. On obtient dans ce cas :

$$y^r = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) \cdot U \quad (3.11)$$

On montre que pour (3.11) la loi de commande est :

$$U = -\frac{1}{L_f^{r-1}L_g h(x)}(L_f^r h(x) + V) \quad (3.12)$$

Conduit au système linéaire équivalent qui est une suite de (r) d'intégrateur

$$y^{(r)} = V \quad (3.13)$$

III.3.6. Linéarisation entrées-sorties d'un système multi variables

Même technique peut être utilisée pour les systèmes multivariables considérons maintenant le système (S) avec (P) entrées et (P) sorties comme le montre la figure (III.1). La représentation d'état de ce système peut s'écrire :

$$(s) \begin{cases} \dot{X} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x)U_i \\ Y_1 = h_1(x) \\ \vdots \\ Y_p = h_p(x) \end{cases} \quad (3.14)$$

- Ou :
- $X = [x_1; x_2 \dots \dots x_p]$: est le vecteur des états ;
 - $U_p = [U_1; U_2 \dots \dots U_p]$: est le vecteur des commandes ;
 - $Y_p = [Y_1; Y_2 \dots \dots Y_p]$: représente le vecteur des sorties ;
 - $f ; g_i$: Sont des champs de vecteurs lisses ;
 - h_p : Est une fonction lisse

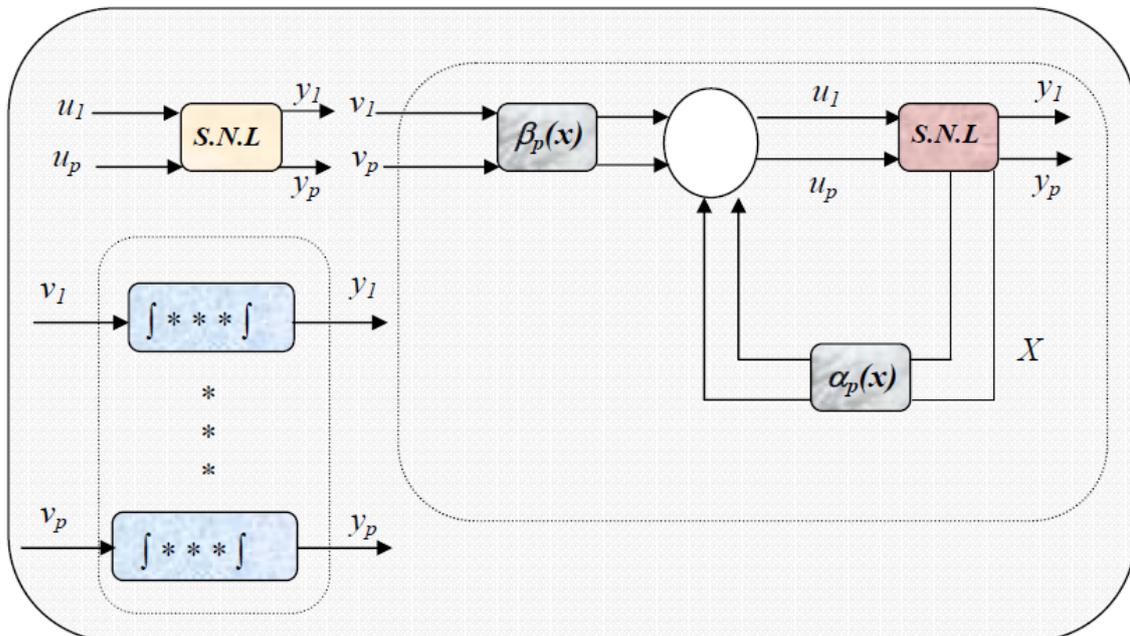


Figure (III.1) : Principe de la linéarisation entrée-sortie (cas multi variables)

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$Y_j^{r_j} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p \left(L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) \right) \cdot U_i \quad (3.15)$$

$$L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j = \nabla(L_f^{r_j-1} h_j) g_i \quad (3.16)$$

On applique la même démarche pour que le système SISO chaque sortie Y_j est dérivé r_j fois jusqu'à ce qu'au moins une dérivée $L_f^{r_j-1} L_{g_i} h_j$ est différents de zéro pour tout $X \in \mathbb{R}^n$.

Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de (3.14) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système:

$$r = \sum_{i=1}^p r_j \leq n \quad (3.17)$$

Dans le cas où le degré relatif total est égal à l'ordre du système, on est en présence d'une linéarisation au sens des entrées-états (linéarisation exact). Si par contre le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation est dite linéarisation au sens des entrées sorties, (linéarisation partielle), [38]

Remarque s:

- Si on dérive n fois et que la commande n'apparaît pas alors le système n'est pas linéarisable par retour d'état [35].
- Dans le cas où le degré relatif (r) de $h(x)$ est strictement inférieur au degré du système n , alors le retour linéarisant rend certaines dynamiques non observables et de ce fait apparaît ce qu'on appelle la dynamique des zéros (qui joue un rôle comparable à celui des zéros dans le cas linéaire). Si cette dynamique est asymptotiquement stable. La commande linéarisante assurera la stabilité interne du système en boucle fermée [35].

Pour trouver l'expression de la loi linéarisante U qui permet de rendre la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on réécrit l'expression (3.14) sous forme matricielle:

$$\left[Y_1^{r_1}; Y_2^{r_2} \dots Y_p^{r_p} \right]^T = A_0(x) + B_0(x) \cdot U \quad (3.18)$$

Tel que :

$$A_0(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$(3.20) \quad \mathbf{B}_0(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1-1} L_{g_1} h_1(\mathbf{x}) & L_f^{r_2-1} L_{g_2} h_1(\mathbf{x}) & \dots & L_f^{r_1-1} L_{g_p} h_1(\mathbf{x}) \\ L_f^{r_2-1} L_{g_2} h_2(\mathbf{x}) & L_f^{r_2-1} L_{g_2} h_2(\mathbf{x}) & \vdots \dots & L_f^{r_2-1} L_{g_p} h_j(\mathbf{x}) \\ \vdots \dots & \dots \ddots & & \vdots \dots \\ L_f^{r_j-1} L_{g_i} h_j(\mathbf{x}) & L_f^{r_j-1} L_{g_i} h_j(\mathbf{x}) & \vdots \dots & L_f^{r_j-1} L_{g_i} h_j(\mathbf{x}) \end{bmatrix}$$

Ou $\mathbf{B}_0(\mathbf{x})$ est appelée matrice de découplage du système,

Si on suppose que $\mathbf{B}_0(\mathbf{x})$ n'est pas singulière, la loi de commande a pour forme:

$$\mathbf{U} = [-\mathbf{A}_0(\mathbf{x}) + \mathbf{V}]. \mathbf{B}_0^{-1}(\mathbf{x}) \quad (3.21)$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $B_0(\mathbf{x})$ est inversible. On obtient le système découplé suivant :

$$[Y_1^{r_1}; Y_2^{r_2} \dots \dots Y_p^{r_p}]^T = [V_1; V_2 \dots \dots V_p]^T \quad (3.22)$$

Le système en boucle fermée est équivalent à p chaînes de r_j intégrateurs en parallèle. Nous obtenons donc un système linéaire et découplé.

Il est montré en [36] que pour un système à degré relatif r inférieur à l'ordre du système n , qu'il existe $(n - r)$ fonctions additionnelles qui complètent la transformation non linéaire.

Procédant à la transformation suivante :

$$\begin{cases} Z_1 = \varphi_1(\mathbf{x}) = h(\mathbf{x}) \\ Z_2 = \varphi_2(\mathbf{x}) = L_f h(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ Z_r = \varphi_r(\mathbf{x}) = L_f^{r-1} h(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (3.23)$$

On considère les premiers $(r-1)$ états, les équations d'états pour ce système transformé sont :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = \varphi_1(\mathbf{x}) = Z_2 \\ \dot{Z}_2 = \varphi_2(\mathbf{x}) = Z_3 \\ \vdots \\ \dot{Z}_{r-1} = \varphi_r(\mathbf{x}) = Z_r \\ \dot{Z}_r = L_f^r h(\mathbf{x}) + L_g L_f^{r+1} h(\mathbf{x}). U \end{cases} \quad (3.24)$$

Les $(n - r)$ états restants peuvent être choisis librement de sorte que $L_g \varphi_i(\mathbf{x}) = 0$ pour $i=r+1, \dots, n$. Dans ce cas :

$$\dot{Z}_i = L_f \varphi(\mathbf{x}) + L_g \varphi(\mathbf{x}). U = q_i(\mathbf{z}) \quad (3.25)$$

L'espace d'état décrit dans les nouvelles coordonnées correspondra donc à :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = Z_2 \\ \dot{Z}_2 = Z_3 \\ \vdots \\ \dot{Z}_{r-1} = Z_r \\ \dot{Z}_r = \alpha(z) + \beta(z).U \\ \dot{Z}_{r+1} = q_{r+1}(z) \\ \vdots \\ \dot{Z}_n = q_n(z) \end{cases} \quad (3.26)$$

III.4. Linéarisation entrées-sorties de la MADA

III.4.1. Modèle d'état non linéaire de la MADA

Pour la commande de moteur asynchrone double alimentation nous utilisons le modèle de la machine dans le repère de Park lié au stator ($\omega_s = 0$). Dans ce cas les équations de la MADA sont représentées par :

$$\begin{cases} \frac{dI_{\alpha s}}{dt} = -b. I_{\alpha s} + a. c. \phi_{\alpha r} + \omega. c. \phi_{\beta r} - c. V_{\alpha r} + \frac{1}{\sigma} . V_{\alpha s} \\ \frac{dI_{\beta s}}{dt} = -b. I_{\beta s} + a. c. \phi_{\beta r} - \omega. c. \phi_{\alpha r} - c. V_{\beta r} + \frac{1}{\sigma} . V_{\beta s} \\ \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} = -a. \phi_{\alpha r} - \omega \phi_{\beta r} + a. M. I_{\alpha s} + V_{\alpha r} \\ \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} = -a. \phi_{\beta r} + \omega \phi_{\alpha r} + a. M. I_{\beta s} + V_{\beta r} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \mu. (\phi_{\alpha r} I_{\beta s} - \phi_{\beta r} I_{\alpha s}) - \frac{c_r}{J} - \frac{f_r}{J} . \Omega \end{cases} \quad (3.27)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r}, a = \frac{1}{T_r}, b = \frac{R_s}{\sigma} + \frac{M^2}{L_r T_r \sigma}, c = \frac{M}{L_r \sigma}, \mu = \frac{pM}{L_r j}$$

Et pour le modèle complet si on considère :

$$[X] = [I_{\alpha s} I_{\beta s} \phi_{\alpha r} \phi_{\beta s} \Omega]^t = [x_1 x_2 x_3 x_4 x_5]^t: \text{Vecteur d'état ;}$$

$$[U] = [V_{\alpha s} V_{\beta s} 0 0 0]^T = [U_{\alpha s} U_{\beta s} 0 0 0]^T: \text{Vecteur de commande.}$$

Ce modèle est régi par :

$$\begin{cases} \dot{X} = F(x) + G(x).U \\ Y = H(X) \end{cases} \quad (3.28)$$

Où les champs vectoriels F, G sont :

$$\begin{aligned} G(x) &= [g_1(x) \ g_1(x)]^T, F(x) = [f_1(x) \ f_2(x) \ f_3(x) \ f_4(x) \ f_5(x)]^T \\ g_1(x) &= \left[\frac{1}{\sigma} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \right]^T, g_1(x) = \left[0 \ \frac{1}{\sigma} \ 0 \ 0 \ 0 \right]^T \\ F(x) &= \begin{bmatrix} -b \cdot x_1 + a \cdot c \cdot x_3 + \omega \cdot c \cdot x_4 - c \cdot V_{\alpha r} \\ -b \cdot x_2 - \omega \cdot c \cdot x_3 + a \cdot c \cdot x_4 - c \cdot V_{\beta r} \\ a \cdot M \cdot x_1 - a \cdot x_3 - \omega x_4 + V_{\alpha r} \\ a \cdot M \cdot x_2 + \omega x_3 - a \cdot x_4 + V_{\beta r} \\ \mu \cdot (x_3 x_2 - x_4 x_1) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} \cdot x_5 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.29)$$

Afin d'atteindre les objectifs de contrôle qui consistent en la commande des deux grandeurs le flux et la vitesse, on choisit les variables de sorties suivantes :

$$Y = H(X) = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_r^2 = \phi_{\alpha r}^2 + \phi_{\beta r}^2 \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_3^2 + x_4^2 \\ x_5 \end{bmatrix}$$

III.4.2. Application de la technique de linéarisation entrée sortie à la MADA

L'application de la technique de linéarisation avec découplage entrée-sortie au modèle de la MADA, permet de pouvoir commander séparément le flux et la vitesse. Avec cette technique de commande, le modèle de la machine est composé en deux systèmes linéaires mono variables indépendants. Chaque sous système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, flux, etc.....). La dynamique du système linéarisé est choisie par un placement de pôles.

II.4.3 Condition de linéarisation

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie est l'ordre du degré relatif du système.

On calcul le degré relatif r_i associé à chaque grandeur de sortie Y_p choisie, lequel correspond au nombre de fois qu'il faut dériver. Cette sortie fait apparaître explicitement une des grandeurs de commande. Dans notre cas, les commandes apparaissent pour la première fois dans les dérivées secondes.

- **Calcul du degré relatif le module flux rotorique Y_1**

$$\begin{cases} \dot{Y}_1 = \dot{h}_1 = L_f h_1(x) + (L_f^0 L_{g_1} h_1) U_{\alpha s} + (L_f^0 L_{g_2} h_1) U_{\beta s} \\ \ddot{Y}_1 = \ddot{h}_1 = L_f^2 h_1(x) + (L_f L_{g_1} h_1) U_{\alpha s} + (L_f L_{g_2} h_1) U_{\beta s} \end{cases} \quad (3.30)$$

$$\begin{cases} \dot{h}_1 = L_f h_1(x) = 2Ma(x_4 x_2 + x_3 x_1) + 2(x_3 V_{\alpha r} + x_4 V_{\beta r}) - 2a\phi_r^2 \\ (L_f^0 L_{g_1} h_1) = 0 \text{ et } (L_f^0 L_{g_2} h_1) = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} L_f^2 h_1(x) = (4Ma^2)\phi_r^2 - (6Ma^2)(x_4 x_2 + x_3 x_1) + 2.m.a.x_5(x_3 x_2 - x_4 x_1) \\ \quad + 2(M.a)^2(x_1^2 + x_2^2) + 2px_5(x_3 V_{\beta r} - x_4 V_{\alpha r}) + 4M.a(x_1 V_{\alpha r} + x_2 V_{\beta r}) \\ \quad - 6a(x_4 V_{\beta r} + x_3 V_{\alpha r}) + 2.(V_{\alpha r}^2 + V_{\beta r}^2) \\ L_f L_{g_1} h_1 = \frac{2.M.a}{\sigma} x_3 \text{ et } L_f L_{g_2} h_1 = \frac{2.M.a}{\sigma} x_4 \end{cases}$$

Le degré relatif pour Y_1 est : $r_1 = 2$

➤ **Calcul du degré relatif La vitesse Y_2**

$$\begin{cases} \dot{Y}_2 = \dot{h}_2 = L_f h_2(x) + (L_f^0 L_{g_1} h_2) U_{\alpha s} + (L_f^0 L_{g_2} h_2) U_{\beta s} \\ \ddot{Y}_2 = \ddot{h}_2 = L_f^2 h_2(x) + (L_f L_{g_1} h_2) U_{\alpha s} + (L_f L_{g_2} h_2) U_{\beta s} \end{cases} \quad (3.31)$$

$$\begin{cases} \dot{h}_2 = L_f h_2(x) = \mu.(x_3 x_2 - x_4 x_1) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J}.x_5 \\ (L_f^0 L_{g_1} h_2) = 0 \text{ et } (L_f^0 L_{g_2} h_2) = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} L_f^2 h_2(x) = \frac{C_r}{J^2}.f + \frac{f_r^2}{J^2} x_5 - \frac{f\mu}{J}(x_3 x_2 - x_4 x_1) - \mu.b(-x_4 x_1 + x_3 x_2) - \\ \quad \mu.p.c.x_5\phi_r^2 - \mu.a(x_3 x_2 - x_4 x_1) - \mu.p.x_5(x_4 x_2 + x_3 x_1) \\ \quad + \mu.c(x_4 V_{\alpha r} - x_3 V_{\beta r}) + \mu(x_2 V_{\alpha r} - x_1 V_{\beta r}) \\ L_f L_{g_1} h_2 = -\frac{\mu}{\sigma} x_4 \text{ et } L_f L_{g_2} h_2 = \frac{\mu}{\sigma} x_3 \end{cases}$$

Le degré relatif pour Y_2 est : $r_2 = 2$

La somme des degrés relatifs de la vitesse $r_1=2$ et du flux $r_2=2$ est inférieure au degré du système $n=5$. Nous obtenons une dynamique d'ordre 1 rendue non observable par retour d'état linéarisant.

On opère le changement de variable suivant, en posant :

$$\begin{cases} Z_1 = Y_1 = h_1(x) \\ Z_2 = L_f h_1(x) \\ Z_3 = Y_2 = h_2(x) \\ Z_4 = L_f h_2(x) \\ Z_5 = Y_3 = \arctang \frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}} \end{cases} \quad (3.32)$$

Notons que le choix de la variable Z_5 est arbitraire. Cette variable représente l'angle du flux rotorique correspondant au même choix que dans [12].

Le modèle dynamique du moteur double alimentation dans les nouvelles coordonnées est constitué des équations différentielles du système suivant

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = \dot{Y}_1 = L_f h_1(x) \\ \dot{Z}_2 = \dot{Y}_1 = L_f^2 h_1(x) + L_f L_{g_1} h_1(x) \cdot U_{s\alpha} + L_f L_{g_2} h_1(x) \cdot U_{s\beta} \\ \dot{Z}_3 = \dot{Y}_2 = L_f h_2(x) \\ \dot{Z}_4 = \dot{Y}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_f L_{g_1} h_2(x) \cdot U_{s\alpha} + L_f L_{g_2} h_2(x) \cdot U_{s\beta} \\ \dot{Z}_5 = L_f h_3(x) \end{cases} \quad (3.33)$$

La dynamique de l'angle du flux rotorique \dot{Z}_5 est déduite par :

$$f(z) = \dot{Z}_5 = \dot{Y}_3 = p\Omega + \frac{M}{T_r} \left(\frac{\phi_{\alpha r} I_{\beta s} - \phi_{\beta r} I_{\alpha s}}{\phi_{\alpha r}^2 + \phi_{\beta r}^2} \right) \quad (3.34)$$

Les quatre premières équations dans (3.33) peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{bmatrix} \ddot{Y}_1 \\ \ddot{Y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + B_0(x) \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

On détermine la matrice de découplage $B_0(x)$ par :

$$B_0(x) = \begin{bmatrix} L_f L_{g_1} h_1(x) & L_f L_{g_2} h_1(x) \\ L_f L_{g_1} h_2(x) & L_f L_{g_2} h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2.M.a}{\sigma} x_3 & \frac{2.M.a}{\sigma} x_4 \\ -\frac{\mu}{\sigma} x_4 & \frac{\mu}{\sigma} x_3 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

La matrice $B_0(x)$ n'est pas singulière tant que ;

$$Det[B_0(x)] = \frac{2.M\mu.a}{\sigma^2} \phi_{\alpha r}^2 + \phi_{\beta r}^2 \neq 0$$

La linéarisation entrée – sortie par retour d'état du système est donnée par :

$$\begin{bmatrix} U_{S\alpha} \\ U_{S\beta} \end{bmatrix} = B_0^{-1}(x) \cdot \left(\begin{bmatrix} -L_f^2 h_1(x) \\ -L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \right) \quad (3.37)$$

Où $[V_1 \ V_2]^T$ est le nouveau vecteur d'entrée.

On remplace (3.37) dans (3.33), le système devient :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = \dot{Y}_1 = Z_2 \\ \dot{Z}_2 = \dot{Y}_1 = V_1 \\ \dot{Z}_3 = \dot{Y}_2 = Z_4 \\ \dot{Z}_4 = \dot{Y}_2 = V_2 \\ \dot{Z}_5 = f(z) \end{cases} \quad (3.38)$$

Dans le but d'une poursuite de la trajectoire de référence $\Omega_{réf}$ et du flux ϕ_r^2 les entrées V_1 et V_2 de (3.37) sont conçues suivant que :

$$\begin{cases} V_1 = \ddot{\phi}_{réf}^2 - K_{p\phi} \cdot (\dot{\phi}_r^2 - \dot{\phi}_{réf}^2) - K_{d\phi} \cdot (\phi_r^2 - \phi_{réf}^2) \\ V_2 = \ddot{\Omega}_{réf} - K_{p\Omega} (\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{réf}) - K_{d\Omega} (\Omega - \Omega_{réf}) \end{cases} \quad (3.39)$$

Les valeurs de référence pour la vitesse et l'amplitude du flux rotorique et soient les deux vecteurs des erreurs de poursuite suivants : [37]

$$\begin{cases} e_1 = \phi_r^2 - \phi_{réf}^2 \\ e_2 = \Omega - \Omega_{réf} \end{cases} \quad (3.40)$$

Etant donné, que les valeurs de référence, pour la vitesse et le flux, sont constantes alors :

$$\ddot{\Omega}_{réf} = \dot{\Omega}_{réf} = \dot{\phi}_{réf}^2 = \ddot{\phi}_{réf}^2 = 0$$

Les polynômes caractéristiques ($K_{p\phi}K_{d\phi}K_{p\Omega}K_{d\Omega}$) se donnent :

$$\begin{cases} K_{\Omega}(s) = s^2 + K_{p\phi} \cdot s + K_{d\phi} \\ K_{\phi}(s) = s^2 + K_{p\Omega} \cdot s + K_{d\Omega} \end{cases} \quad (3.40)$$

Le choix des paramètres de commande s'effectue par un placement de pôles de telle sorte que, les racines des polynômes caractéristiques (K_{ϕ} K_{Ω}) soient strictement dans la partie gauche du plan ($K_{\phi}(s)$, $K_{\Omega}(s)$) soient (Hurwitz).

Soient les deux déterminants de $K_{\phi}(s)$, $K_{\Omega}(s)$:

$$\begin{cases} \Delta_\phi = K_{p\phi}^2 - 4K_{d\phi} \\ \Delta_\Omega = K_{p\Omega}^2 - 4K_{d\Omega} \end{cases} \quad (3.41)$$

Etant donné, qu'il n'y a pas une restriction sur le choix des paramètres de commande, on peut considérer le cas simple d'une racine double pour les polynômes (3.40), c'est-à-dire : [37]

$$\begin{cases} \Delta_\phi = 0 \Rightarrow K_{p\phi} = 2\sqrt{K_{d\phi}} \\ \Delta_\Omega = 0 \Rightarrow K_{p\Omega} = 2\sqrt{K_{d\Omega}} \end{cases} \quad (3.42)$$

Par conséquent, si les coefficients de commande ($K_{p\phi}K_{d\phi}K_{p\Omega}K_{d\Omega}$) sont sélectionnés suivant (3.42), les racines, pour $K_\phi(s)$, $K_\Omega(s)$ s'obtiennent par :

$$\begin{cases} s_\phi = -\frac{1}{2}K_{p\phi} < 0 \\ s_\Omega = -\frac{1}{2}K_{p\Omega} < 0 \end{cases} \quad (3.43)$$

Ce qui signifie que si la dynamique interne est supposée stable, les lois de commande (3.37 et 3.39) permettent d'assurer une poursuite asymptotique pour le système linéaire résultant (3.38) et, par conséquent, pour le système original.

Le diagramme fonctionnel de la commande est le suivant :

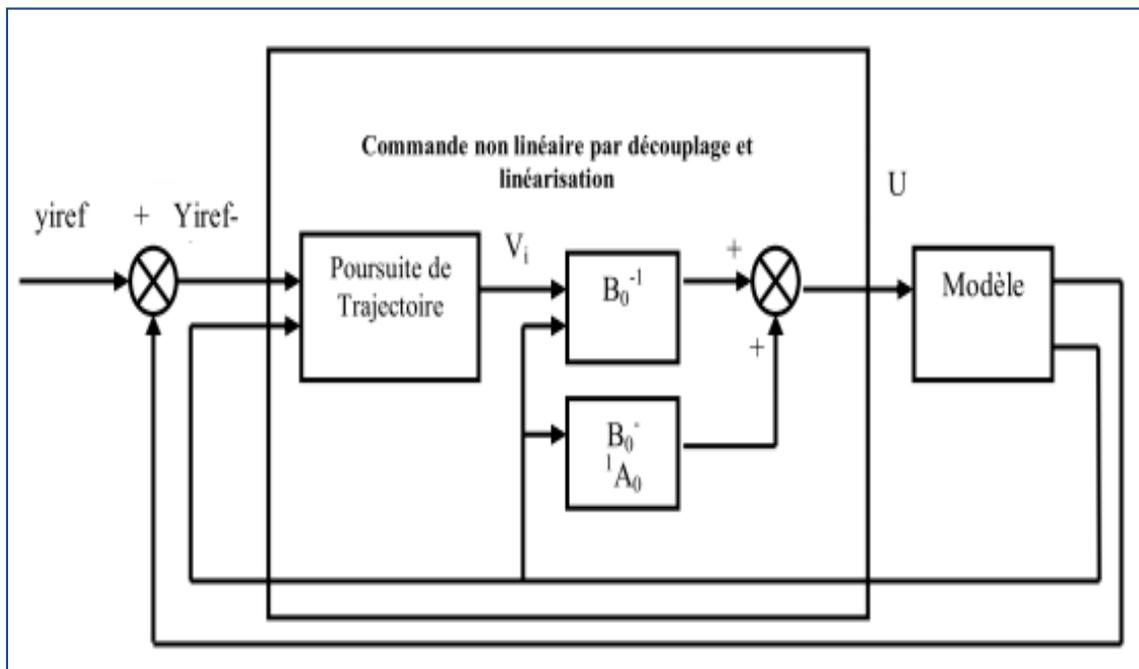


Figure (III.2) : Diagramme fonctionnel de la commande linéarisante

III .5. Simulation

Nous avons testé la commande non linéaire de la MADA calculée en utilisant le logiciel SIMULINK/MATLAB. Le schéma global de la commande linéarisation entrée - sortie est présenté en annexe C.

Pour mettre en évidence les performances et la robustesse du contrôle non linéaire de la vitesse, le système a été simulé pour différentes cas possibles.

III.5.1. Test de démarrage à vide avec l'introduction d'un couple de charge

Les figures (III.3),(III.4) montre les performances de la commande appliquée au MADA. La machine démarre à vide avec une vitesse 140 rad/s puis l'application d'une charge $C_r=20N.m$ à $t=1s$.

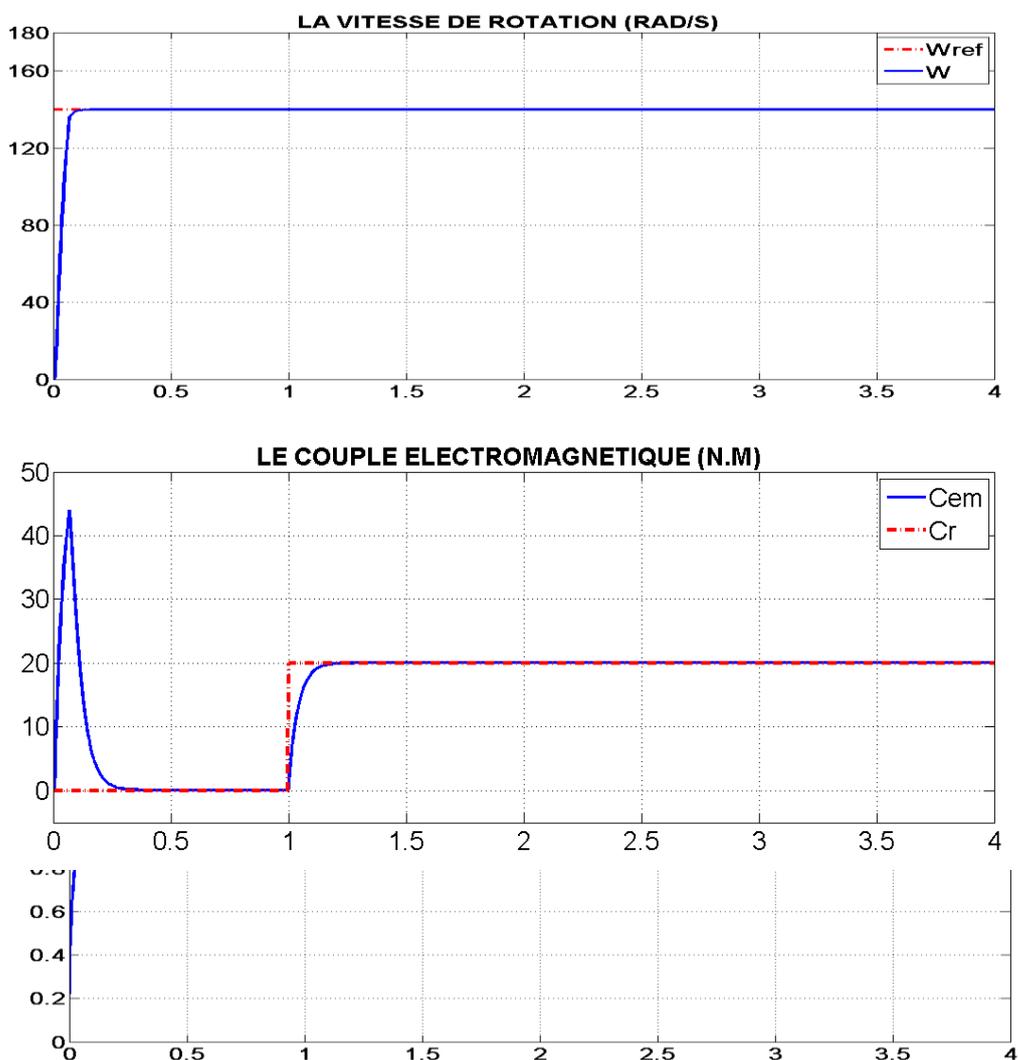


Figure (III.3) : Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge.

III.5.2. Test de réglage de la vitesse

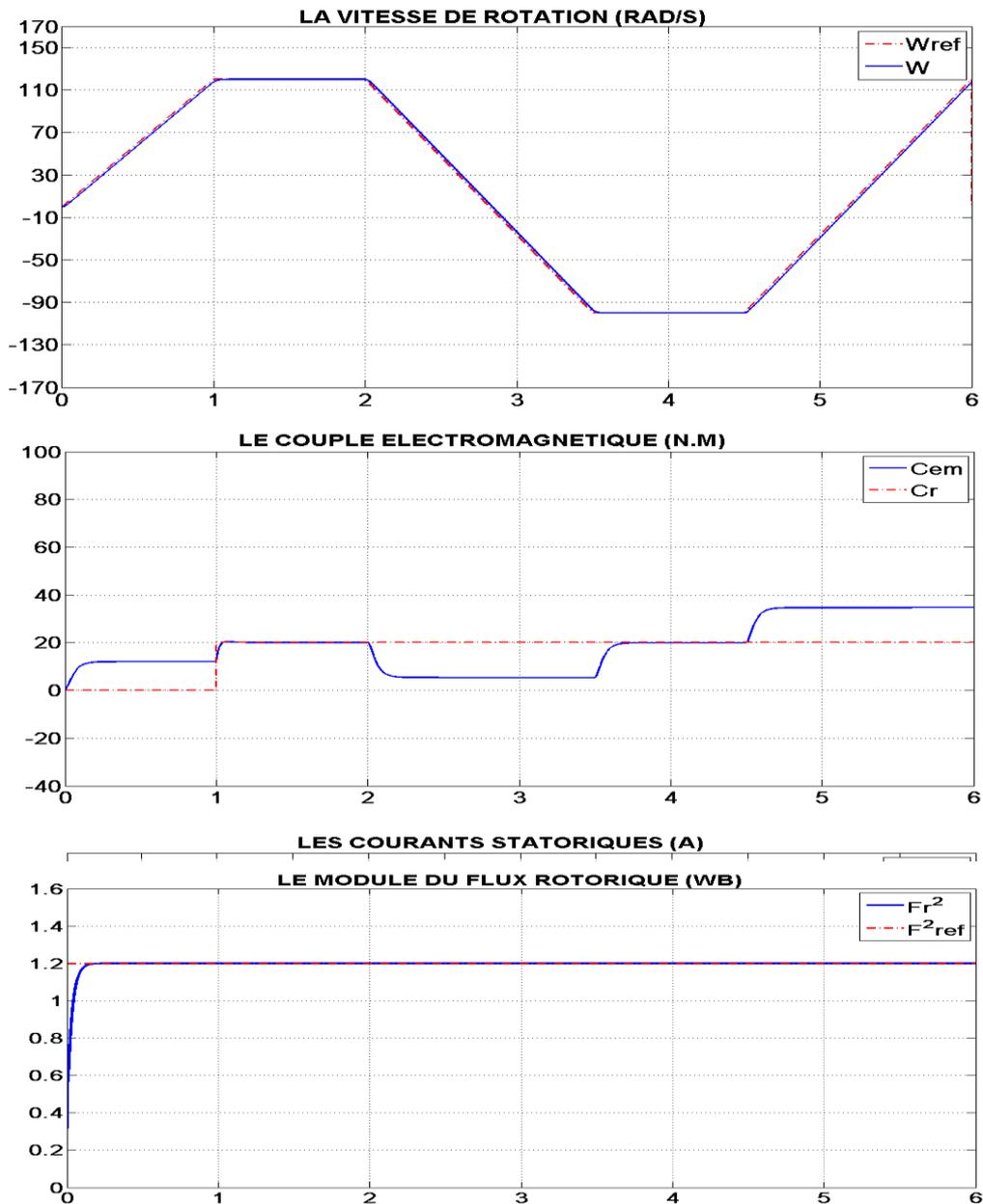


Figure (III.4) : Test de variation de la vitesse avec l'application d'un couple de charge

➤ **Interprétation des résultats**

Les figures (III.3) et (III.4), présentent la réponse de la vitesse, des couples, des courants statoriques et le module du flux rotorique, suite à un démarrage à vide. Une charge nominale de 20N.m est appliquée à $t=1s$. ($\Omega_{ref} = 140rad/s$, $F_{ref}^2 = 1.2 WB$).

1. Démarrage de la machine :

Une fois le flux installé, nous procédons au démarrage de la MADA à partir de l'instant 0.25s. Nous observons alors que :

- La réponse en vitesse est apériodique avec un temps de réponse de $t=0.2s$
- Le flux au rotor reste à sa valeur de consigne durant le démarrage.
- Les courants statoriques et le couple électromagnétique marquent des pics importants durant le régime transitoire

2. Application d'un couple de charge nominal

En appliquant sur l'arbre de la machine un couple de charge nominal à $t = 1s$, nous constatons que :

- la vitesse suit sa consigne 140 rad/s et sans dépassement,
- Les courants restent, en régime permanent, à leurs valeurs nominales et le flux reste constant et égal à sa valeur de consigne.

3. Changement de sens de rotation

- L'inversion de vitesse est réalisée à couple constant ;
- La vitesse dans ce cas, suit la grandeur de référence sans dépassement de même que pour le module du flux rotorique ;
- Le couple électromagnétique présente quelque dépassement lors de changement de consigne.
- Les courants statorique suivent leurs valeurs nominales, avec des petites perturbations au moment de changement de consigne.

III.5.3. Test de variation de la résistance statorique

Le test est fait pour montrer la robustesse de la commande pour une variation de la résistance statorique. Pour ce faire, on augmente la résistance statorique de 50% de sa valeur nominale. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure (III.5). On constate que la vitesse suit pratiquement la référence sans dépassement, les autres grandeurs couple,

courants rotoriques et courants statoriques ne sont pas affectés par cette variation.

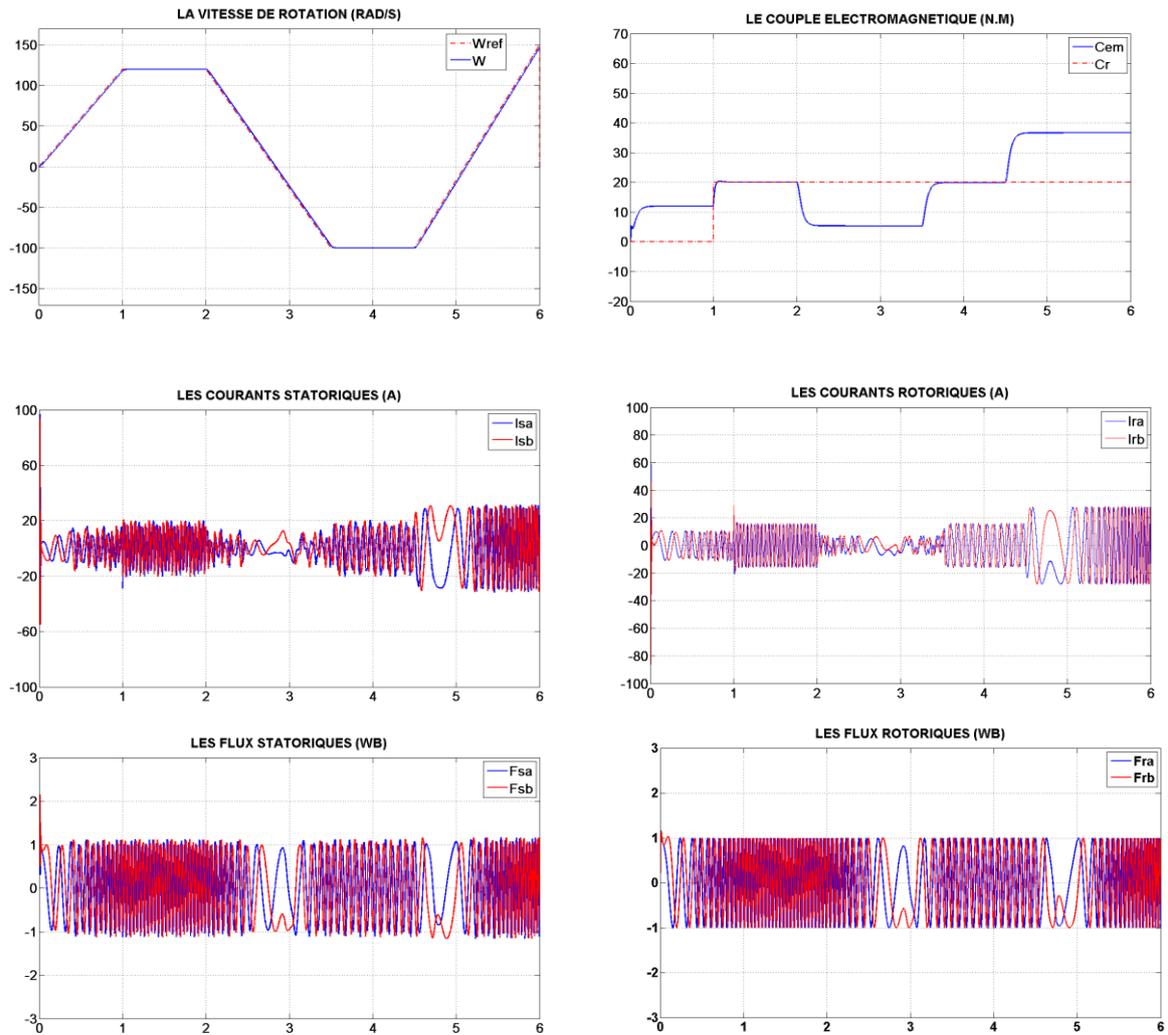


Figure (III.5) : Test de variation de la résistance statorique

D'après ces résultats, on remarque de façon claire une grande robustesse de la commande vis-à-vis des variations extrêmes des résistances. Le flux, le couple électromagnétique, les courants et la vitesse ne sont pas affectés.

III.5.4. Test de variation de la résistance rotorique

La figure (III.6) montre les résultats de simulation pour la variation de la résistance rotorique $R_{rn} = 50\%R_{rn}$. On constate que la commande est insensible au variation de résistance rotorique.

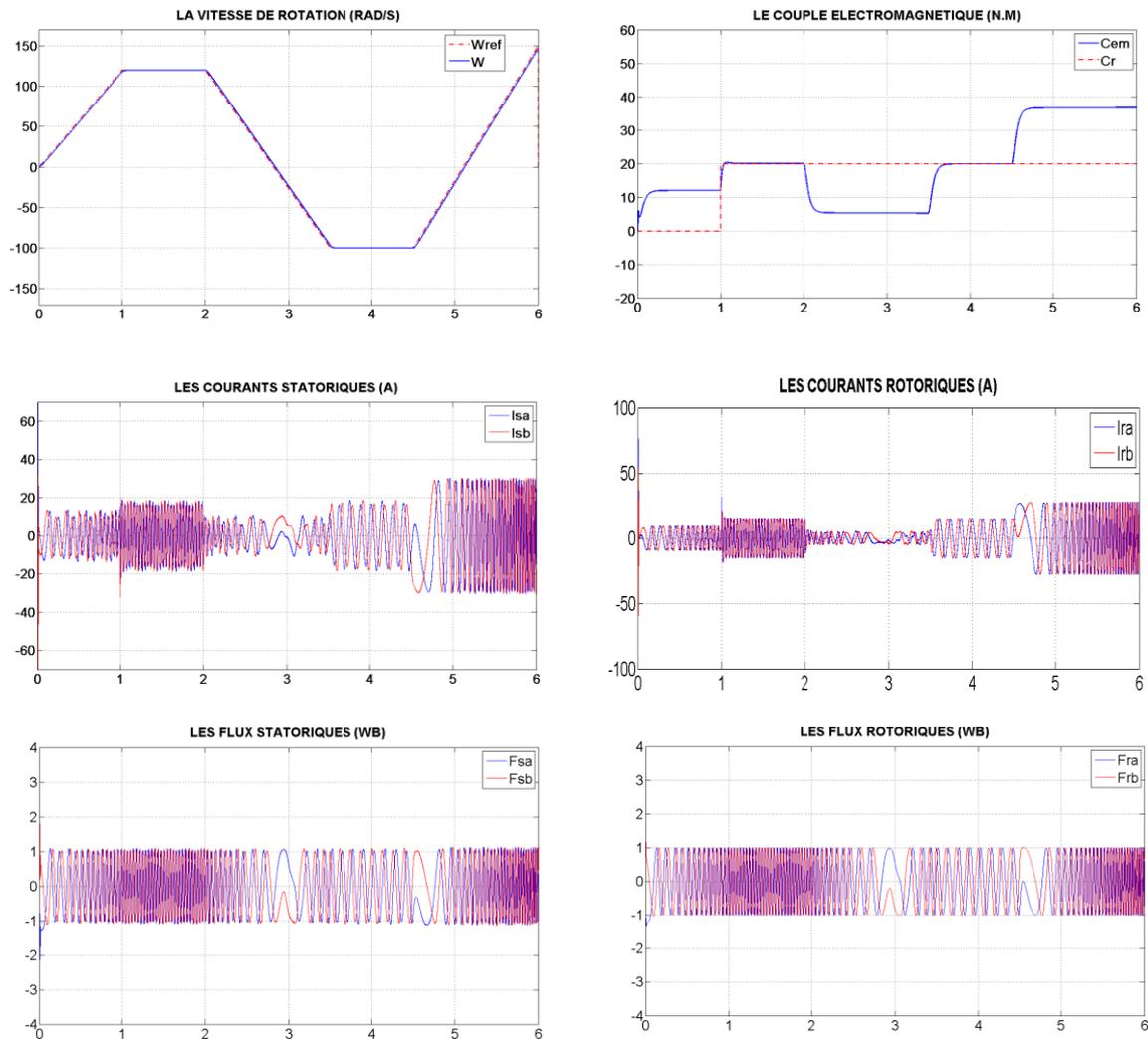


Figure (III.6) : Test de variation de la résistance rotorique

On obtient les mêmes réponses lorsqu'on fait varier la résistance rotorique (courants statorique et le couple électromagnétique)

III.5.5. Test de variation des paramètres mécaniques

Nous nous intéressons dans cette partie à l'étude de l'effet des incertitudes des paramètres mécaniques de la machine et/ou de la charge, en supposant que les paramètres électriques sont connus. Les paramètres mécaniques de la machine sont :

- L'inertie du moteur chargé **J**.
- Le coefficient des frottements visqueux **f**.

Nous limitons notre étude aux cas où des incertitudes constantes avec les marges suivantes : $J_m = 2 \cdot J$; $f_m = 5 \cdot f$, Figure (III.7)

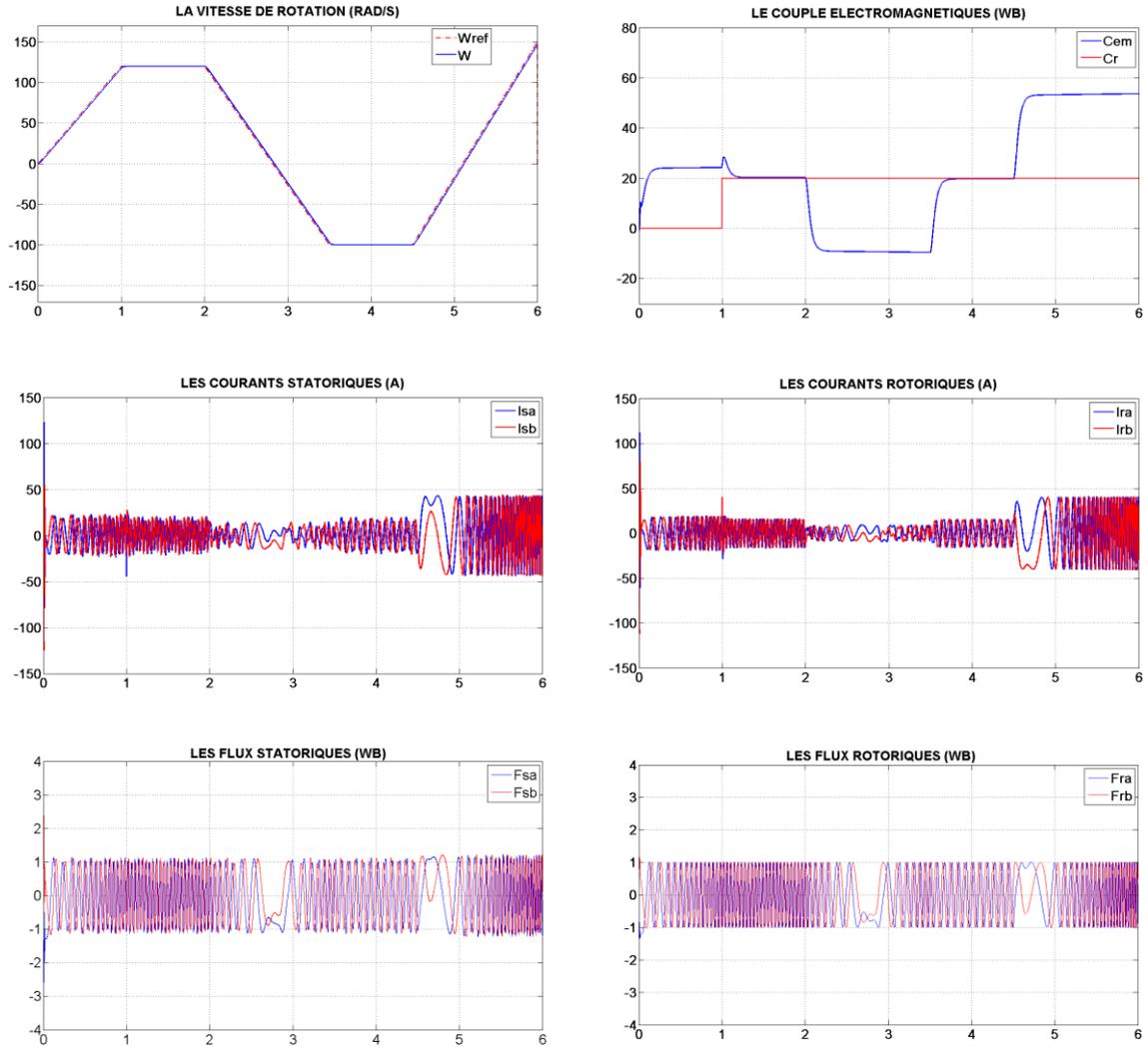


Figure (III.7) : Test de variation des paramètres mécanique

Pour le test, de variation des paramètres mécanique , entraîne une augmentation au niveau de régime transitoire du couple , ce qui rend la commande légèrement sensible aux variations paramétriques .

III .6.Conclusion

Dans ce troisième chapitre on a représenté la commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie de la machine asynchrone double alimentation, toujours en partant de la représentation d'état du modèle donné par les équations de la machine jusqu'à atteindre la stabilité de système à l'aide de critère d'Hurwitz.

Le découplage est assuré entre les deux sorties choisies vitesse et flux comme il a été prouvé par l'application de commande non linéaire sur le modèle de la MADA.

On a étudié par la simulation Matlab/Simulink la dynamique du système en appliquant une perturbation externe (couple de charge) puis par variation de paramètres internes de la MADA (variation importante de la résistance rotorique pour simuler l'effet de la température en fonctionnement). Le système est découplée partiellement ou, il y a une dynamique interne rendue inobservable, donc la commande non linéaire représente un outil efficace pour le découplage entre les variables de sortie; assure le rejet de couple de charge et représente une alternative pour la commande vectorielle. Mais la commande reste toujours relativement sensible aux variations paramétriques de la machine.



Commande par Backstepping de la MADA

IV.1. Introduction

La technique du Backstepping est une méthode de commande relativement récente des systèmes non linéaires. Elle permet, de manière séquentielle et systématique, par le choix d'une fonction de Lyapunov, de déterminer la loi de commande du système. Son principe est d'établir d'une manière constructive la loi de commande du système non linéaire en considérant quelques variables d'état comme étant des commandes virtuelles et leurs concevoir des lois de commande intermédiaires [40], [39]. [18]

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande par Backstepping de la MADA basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Cette approche consiste à trouver une fonction de Lyapunov qui permet de déduire une loi de commande pour le système tout en montrant la stabilité globale de cette commande. La commande ainsi obtenue, permet d'assurer le suivi de vitesse, de flux et de courant en assurant à chaque fois des dynamiques stables pour les erreurs entre des grandeurs réelles et de références. Des résultats de simulation avec des tests de robustesse seront présentés à la fin de ce chapitre.

IV.2. Généralités sur le principe du Backstepping

IV.2. 1. Historique

Le backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsiniias (1989) et Kokotovii & Sussmann (1989) d'autre part. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que cette dérivée soit toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant, [41].

IV.2.2.Principe de l'approche du Backstepping

L'idée de base du Backstepping est de stabiliser au départ le premier sous système par une fonction stabilisante connue via une fonction de Lyapunov choisie, ensuite d'ajouter à son entrée un intégrateur. On procède de même pour le prochain sous système augmenté et ainsi de suite pour les sous-systèmes successifs pour aboutir enfin à une fonction de Lyapunov globale donnant la loi de commande globale qui stabilise le système. Dans cette partie, l'idée principale de la technique du Backstepping est démontrée par son application à travers deux exemples, du deuxième et du troisième ordre, [18].

IV.2.2.Application du Backstepping pour les systèmes du second ordre

Considérons le système suivant:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \varphi_1(x_1)^t \cdot \theta_1 & (4.1. a) \\ \dot{x}_2 = u & (4.1. b) \\ y = x_1 & (4.1. c) \end{cases}$$

Où :

u : L'entrée de commande ;

θ_1 : Vecteur paramétrique connu ;

$\varphi_1(x_1)$: Vecteur de fonction non linéaire ($\varphi_1(0) = 0$).

y : La sortie du système.

Le schéma bloc du système est donné par la figure (4.1).

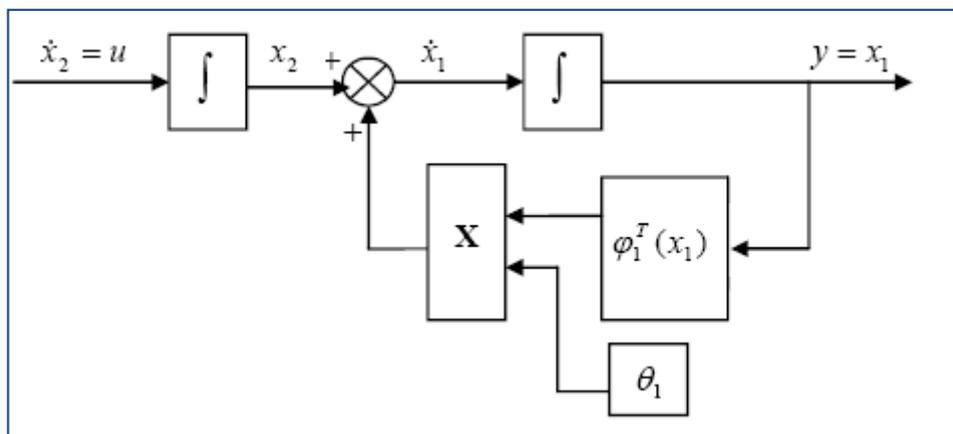


Figure (VI.1) : schéma bloc du système du deuxième ordre

L'objectif de la commande est d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro réalisant ainsi la stabilité et l'équilibre du système ce qui permet à sa sortie (y) de suivre une référence $y_r = y_r(t)$.

Le système étant du 2ème ordre, la conception par le Backstepping est exécutée en deux étapes.

➤ **Etape 1**

Pour le premier sous-système (4.1.a), on choisit l'état x_2 comme étant l'entrée virtuelle de l'état x_1 .

On définit l'erreur de poursuite e_1 tel que:

$$e_1 = x_1 - y_r \quad (4.2)$$

Et la fonction stabilisante suivante choisit de manière à éliminer le non linéarité du sous système:

$$\begin{aligned} \alpha_1(x_1) &= -k_1 \cdot e_1 - \varphi_1(x_1)^t \cdot \theta_1 \\ &= -k_1(x_1 - y_r) - \varphi_1(x_1)^t \cdot \theta_1 \end{aligned} \quad (4.3)$$

Où :

$$k_1 > 0 : \text{Gain}$$

Cette solution est conçue pour stabiliser le premier sous-système et puisque ce n'est pas le cas, On définit la deuxième erreur par:

$$e_2 = x_2 - \alpha_1(x_1) - \dot{y}_r \quad (4.4)$$

e_2 : est la variable qui exprime la réalité que x_2 n'est pas la commande exacte.

La fonction candidate de Lyapunov est posée par:

$$v_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (4.5)$$

La dérivée de la fonction s'écrit comme suit :

$$\dot{v}_1 = \dot{e}_1 \cdot e_1 = (\dot{x}_1 - \dot{y}_r) \cdot e_1 \quad (4.6)$$

Par arrangement des équations (4.2), (4.3), (4.4), on obtient l'équation:

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2 \quad (4.7)$$

Et l'équation (4.6) devient:

$$\dot{v}_1 = -k_1 \cdot e_1^2 + e_2 \cdot e_1 \quad (4.8)$$

Le terme e_2 . e_1 sera éliminé dans l'étape suivante ou on abordera le deuxième sous-système.

➤ **Etape 2**

La dérivée de e_2 est exprimée par:

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 - \dot{y}_r \\ &= \dot{x}_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \ddot{y}_r \\ \dot{e}_2 &= u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi_1(x_1)^t \cdot \theta_1) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \ddot{y}_r \end{aligned} \quad (4.9)$$

Prenons la fonction de Lyapunov suivante :

$$v_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (4.10)$$

La dérivée de v_2 est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 &= \dot{e}_1 \cdot e_1 + \dot{e}_2 \cdot e_2 \\ &= -k_1 \cdot e_1^2 + e_2 [u + e_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi_1(x_1)^t \cdot \theta_1) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \ddot{y}_r] \end{aligned} \quad (4.11)$$

La commande u est choisie tel que $\dot{v}_2 < 0$ (condition de stabilité de Lyapunov)

Nous obtenons :

$$u = -k_2 e_2 - e_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \ddot{y}_r \quad (4.12)$$

Avec : k_2 gain > 0

$$\text{Dans ces conditions : } \dot{v}_2 = -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 \quad (4.13)$$

Ce qui réalise l'équilibre et le système est stable.

L'équation (4.9) prend la forme :

$$\dot{e}_2 = -e_1 - k_2 \cdot e_2 \quad (4.14)$$

Le système (4.1) en boucle fermée peut être formulé en utilisant les nouvelles coordonnées de e :

$$\dot{E} = A \cdot E \quad (4.15)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_2 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}$$

La solution est donnée par: $E = E(0).e^{-At}$ (4.16)

Avec un bon choix des gains k_1 et k_2 (méthode de placement de pôles), la solution donnée par (I.16) donne bien une convergence des erreurs vers zéro, donc la sortie du système $y = x_1$ suit la référence y_r .

IV.2.3. Application du Backstepping pour les systèmes du troisième ordre

Considérons le système du troisième ordre suivant:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \varphi_1(x_1)^t \cdot \theta_1 \\ \dot{x}_2 = x_3 + \varphi_2(x_1, x_2)^t \cdot \theta_2 \\ \dot{x}_3 = u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4.17)$$

Avec :

$\theta_1; \theta_2$: Vecteurs de paramètres connus ;
 $\varphi_2(x_1, x_2)$: Vecteur de fonction non linéaire ($\varphi_2(0,0)=0$)

Le système étant du 3ème ordre, la conception par le Backstepping est exécutée en trois étapes

➤ *Etape 1*

Pour le premier sous-système, l'état x_2 est choisit comme commande virtuelle de l'état x_1 . On considère l'erreur entre le variable x_1 et la grandeur de référence y_r

$$e_1 = x_1 - y_r \quad (4.18)$$

Et sa dérivée par:

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2 \quad (4.19)$$

e_2 Est exprimée par:

$$e_2 = x_2 - \alpha_1(x_1) - \dot{y}_r \quad (4.20)$$

Et sa dérivée par:

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 - \ddot{y}_r \quad (4.21)$$

La première fonction de Lyapunov est :

$$v_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (4.22)$$

La dérivée de la fonction s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{v}_1 &= \dot{e}_1 \cdot e_1 = (\dot{x}_1 - \dot{y}_r) \cdot e_1 \\ \dot{v}_1 &= -k_1 \cdot e_1^2 + e_2 \cdot e_1 \end{aligned} \quad (4.24)$$

➤ **Etape 2** Prenons x_3 comme la commande virtuelle du deuxième sous-système et définissons la erreur e_3 comme :

$$e_3 = x_3 - \alpha_2(x_1, x_2) - \dot{y}_r \quad (4.25)$$

Où : $\alpha_2(x_1, x_2)$ la fonction stabilisante donnée par l'équation :

$$\alpha_2(x_1, x_2) = -e_1 - k_2 e_2 - \varphi_2^t \cdot \theta_2 \dot{\alpha}_1 \quad (4.26)$$

En tenant compte des équations (4.18), (4.19), (4.20), l'équation (4.21) devient :

$$\dot{e}_2 = -e_1 - k_2 \cdot e_2 + e_2 e_3 \quad (4.27)$$

La fonction de Lyapunov candidate est :

$$v_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (4.28)$$

La dérivée de v_2 est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 &= \dot{e}_1 \cdot e_1 + \dot{e}_2 \cdot e_2 \\ \dot{v}_2 &= -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 - e_2 e_3 \end{aligned} \quad (4.29)$$

Le terme $e_2 \cdot e_3$ sera éliminé dans l'étape suivante

➤ **Etape 3**

C'est l'étape finale. La dérivée de l'erreur e_3 est donnée par :

$$\dot{e}_3 = \dot{x}_3 - \dot{\alpha}_2 - \ddot{y}_r = u - \dot{\alpha}_2 - \ddot{y}_r \quad (4.30)$$

On choisit la fonction de Lyapunov suivante :

$$v_3 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (4.31)$$

Sa dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{v}_3 &= \dot{e}_1 \cdot e_1 + \dot{e}_2 \cdot e_2 + \dot{e}_3 \cdot e_3 \\ &= -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 + e_3(e_2 + u - \dot{\alpha}_2 - \ddot{y}_r) \end{aligned} \quad (4.32)$$

Pour que $\dot{v}_3 < 0$ il faut choisir la commande u tel que :

$$u = -K_3 e_3 - e_2 + \dot{\alpha}_2 + \ddot{y}_r \quad (4.33)$$

$$\text{Dans ce cas : } \dot{v}_3 = -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 - k_3 \cdot e_3^2 < 0 \quad (4.34)$$

Où : $k_3 > 0$ gain

Alors l'équation (4.30)

$$\dot{e}_3 = -e_2 - k_3 e_3 \quad (4.35)$$

La dynamique de toutes les erreurs données sous forme matricielle :

$$\dot{E} = A \cdot E \quad (4.36)$$

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & 0 \\ 0 & -k_2 & 0 \\ 0 & 0 & -k_3 \end{bmatrix}, E = [e_1 \quad e_2 \quad e_3]^T$$

La solution est donnée par: $E = E(0) \cdot e^{-At}$

L'équation (4.36) donne une convergence des erreurs vers zéros par un bon choix des gains (k_1, k_2, k_3) et la sortie du système suit sa référence.

IV.3. Commande par backstepping de la MADA

L'approche du Backstepping, que nous allons appliquer à la commande de la machine asynchrone double alimentation, est basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique.

Dans ce qui va suivre, nous allons tout d'abord donner le principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, en suite sera exposée l'application du Backstepping à la commande de la machine

IV.3.1. Principe de la commande Vectorielle par orientation du flux rotorique

Le découplage des armatures statorique et rotorique de la machine est réalisé en appliquant la commande par flux orienté (commande vectorielle). Cette dernière a été proposée en 1971 par Blaschke . Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple par orientation du flux selon l'axe direct du repère (d, q), comme il est représenté dans la Figure (IV .2).

- on aura :
- $$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (4.37)$$

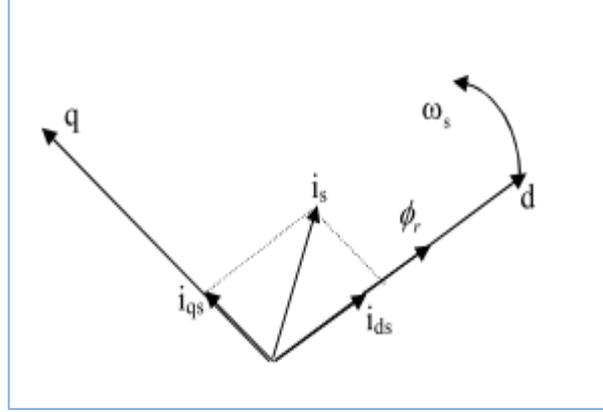


Figure (IV.2) : Orientation du flux rotorique

Le principe de cette commande est de contrôler les valeurs instantanées des grandeurs électriques de la machine asynchrone ce qui permet d'avoir une dynamique assez élevée grâce au découplage du flux et du couple. Un des grands avantages de la commande vectorielle est l'obtention d'un couple élevé, pendant les transitoires, ce qui se traduit par une réponse rapide aux changements de charge ou de consigne de vitesse, [42].

La commande par orientation du flux, consiste à régler le flux par une composante du courant statorique et le couple par l'autre composante de ce même courant. Pour cela, il faut choisir un système d'axes (d, q) et une loi de commande assurant ce découplage. Donc on obtient un couple électromagnétique proportionnel à la variable de commande représentée par le courant statorique.

Considérons le modèle de la MADA dans le système d'axe (α, β) et qui inclut les dynamiques électrique et mécanique de la machine:

$$\begin{cases} \frac{dI_{\alpha s}}{dt} = -b \cdot I_{\alpha s} + a \cdot c \cdot \phi_{\alpha r} + \omega \cdot c \cdot \phi_{\beta r} - c \cdot V_{\alpha r} + \frac{1}{\sigma} \cdot V_{\alpha s} \\ \frac{dI_{\beta s}}{dt} = -b \cdot I_{\beta s} + a \cdot c \cdot \phi_{\beta r} - \omega \cdot c \cdot \phi_{\alpha r} - c \cdot V_{\beta r} + \frac{1}{\sigma} \cdot V_{\beta s} \\ \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} = -a \cdot \phi_{\alpha r} - \omega \phi_{\beta r} + a \cdot M \cdot I_{\alpha s} + V_{\alpha r} \\ \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} = -a \cdot \phi_{\beta r} + \omega \phi_{\alpha r} + a \cdot M \cdot I_{\beta s} + V_{\beta r} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \mu \cdot (\phi_{\alpha r} I_{\beta s} - \phi_{\beta r} I_{\alpha s}) - \frac{c_r}{J} - \frac{f_r}{J} \cdot \Omega \end{cases} \quad (4.38)$$

La position du rotor est définie par l'angle θ_s donné par :

$$\theta_s = \arctan \left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}} \right) \quad (4.39)$$

La transformation entre les systèmes (α, β) et (d, q) se fait comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Et pour l'inverse on aura :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

Où le paramètre x peut être courant I , flux Φ ou tension V

L'application de cette transformation au système (4.38) conduit au nouveau modèle de la machine dans le repère (d, q) , et si on considère $[X] = [I_{ds} \ I_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qs} \ \Omega]^t = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^t$: Vecteur d'état ; donné par

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -b \cdot x_1 + a \cdot c \cdot x_3 + \left(\frac{a \cdot M \cdot x_2 + p x_3 x_5 + V_{qr}}{x_3} \right) x_2 - c \cdot V_{dr} + V_{ds} \left(\frac{1}{\sigma} \right) \\ \dot{x}_2 = - \left(\frac{a \cdot M \cdot x_2 + p x_3 x_5 + V_{qr}}{x_3} \right) x_1 - b \cdot x_2 - p \cdot c \cdot x_5 \cdot x_3 - c \cdot V_{qr} + V_{qs} \left(\frac{1}{\sigma} \right) \\ \dot{x}_3 = a \cdot M \cdot x_1 - a \cdot x_3 + V_{dr} \\ \dot{x}_5 = \mu \cdot (x_3 x_2) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} \cdot x_5 \end{cases} \quad (4.42)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r}, a = \frac{1}{T_r}, b = \frac{R_s}{\sigma} + \frac{M^2}{L_r T_r \sigma}, c = \frac{M}{L_r \sigma}, \mu = \frac{pM}{L_r J}$$

Et comme $\phi_{dr} = \phi_d$ et $\phi_{qr} = 0$ ($x_4 = 0, x_3 = \phi_d$) on peut écrire l'équation suivant :

$$0 = a \cdot M \cdot x_2 - (\omega_s - \omega) x_3 + V_{qr} \Rightarrow \omega_s = \frac{a \cdot M \cdot x_2 + \omega x_3 + V_{qr}}{x_3}$$

Après l'application du processus du flux orienté, le système d'équation (4.38) obtenu présente une structure simplifiée et peut être décomposé en deux sous systèmes découplés. Le premier est un sous système de vecteur d'état (Ω, I_{sq}) et dont la commande est V_{qs} , le second avec (ϕ_d, I_{ds}) comme états et V_{ds} comme commande. Cette structure va permettre une application aisée de la technique du Backstepping à la MADA ce qui sera l'objet de la partie suivante. [18]

VI.3.2. Application du Backstepping à la commande de la MADA

Dans cette partie, on se propose d'éliminer les régulateurs PI classiques dans la commande vectorielle de la machine et de les remplacer par des lois de commande non linéaire par Backstepping. On va développer un système de commande en lui appliquant la technique du Backstepping. L'objectif attendu est d'atteindre la convergence des erreurs vers zéros. L'application du Backstepping à la commande de la machine est divisée en deux étapes.

✚ ETAPE 1

Cette étape, consiste à identifier les erreurs "e₁" et "e₂". Qui représentent respectivement l'erreur entre la vitesse réelle Ω et la vitesse de référence Ω_{ref} ainsi que le module du flux rotorique Φ_{dr} et celui de référence Φ_{dref}

$$\begin{cases} e_1 = x_{5ref} - x_5 \\ e_2 = x_{3ref} - x_3 \end{cases} \quad (4.43)$$

Et leurs dynamiques sont données par :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_{5ref} - \dot{x}_5 = \dot{x}_{5ref} - \mu \cdot (x_3 x_2) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} \cdot x_5 \quad (4.44)$$

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_{3ref} - \dot{x}_3 = \dot{x}_{3ref} - a \cdot M \cdot x_1 - a \cdot x_3 + V_{dr} \quad (4.45)$$

La première fonction de Lyapunov est choisi tel que :

$$v_1 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (4.46)$$

Sa dérivée est : $\dot{v}_1 = \dot{e}_1 \cdot e_1 + \dot{e}_2 \cdot e_2 \quad (4.47)$

$$\dot{v}_1 = e_1 \left(\dot{x}_{5ref} - \mu \cdot (x_3 x_2) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} \cdot x_5 \right) + e_2 \left(\dot{x}_{3ref} - a \cdot M \cdot x_1 - a \cdot x_3 + V_{dr} \right) \quad (4.48)$$

Les objectifs de poursuite sont réalisé ($\dot{v}_1 < 0$) en choisissant les références des composantes du courant qui représentent les fonctions stabilisantes comme suit :

$$(x_2)_{ref} = \frac{1}{\mu x_3} \left(\dot{x}_{5ref} - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} \cdot x_5 + e_1 k_1 \right) \quad (4.49)$$

$$(x_1)_{ref} = \frac{1}{M \cdot a} (\dot{x}_{3ref} + a \cdot x_3 + V_{dr} + e_2 k_2) \quad (4.50)$$

Avec K1 et K2 des gains définis positifs

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

$$\dot{v}_1 = -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 < 0 \quad (4.51)$$

✚ ETAPE 2

Pour cette étape, notre objectif est le calcul des tensions de commande. On définit les autres erreurs concernant les composantes du courant statorique et leurs références e_3 e_4 .

$$\begin{cases} e_3 = (x_2)_{ref} - x_2 = \frac{1}{\mu x_3} \left(\dot{x}_{5ref} - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} \cdot x_5 + e_1 k_1 \right) - x_2 \\ e_4 = (x_1)_{ref} - x_1 = \frac{1}{M \cdot a} (\dot{x}_{3ref} + a \cdot x_3 + V_{dr} + e_2 k_2) - x_1 \end{cases} \quad (4.52)$$

Avec cette définition et en tenant compte du système (4.45),(4.44) les dynamiques de e_1 et e_2 s'écrivent :

$$\dot{e}_1 = -e_1 \cdot k_1 - \mu \cdot e_3 \quad (4.53)$$

$$\dot{e}_2 = -e_2 \cdot k_1 - a \cdot e_4 \quad (4.54)$$

La dynamique du système (3.48) est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = (\dot{x}_2)_{ref} - \dot{x}_2 = (\dot{x}_2)_{ref} - F_q - V_{qs} \left(\frac{1}{\sigma} \right) \\ \dot{e}_4 = (\dot{x}_1)_{ref} - \dot{x}_1 = (\dot{x}_1)_{ref} - F_d - V_{ds} \left(\frac{1}{\sigma} \right) \end{cases} \quad (4.55)$$

Où

$$F_q = \left(\frac{a \cdot M \cdot x_2 + p x_5 x_3 + V_{qr}}{x_3} \right) x_1 + b \cdot x_2 + p \cdot c \cdot x_5 \cdot x_3 + c \cdot V_{qr} \quad (4.56)$$

$$F_d = b \cdot x_1 - a \cdot c \cdot x_3 - a \cdot M \cdot \frac{x_2^2}{x_3} - p \cdot x_2 x_5 - \left(\frac{x_2}{x_3} \right) V_{qr} + c \cdot V_{dr} \quad (4.57)$$

Les lois de commande réelles de la machine V_{ds} et V_{qs} apparaissent dans (4.55), alors on peut aller à l'étape finale

La fonction de Lyapunov finale est donnée par:

$$v_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} e_4^2 \quad (4.58)$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{v}_2 = \dot{e}_1 \cdot e_1 + \dot{e}_2 \cdot e_2 + \dot{e}_3 \cdot e_3 + \dot{e}_4 \cdot e_4 \quad (4.59)$$

Qui peut être réécrite sous la forme suivante

$$\dot{v}_2 = -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 - e_3 \left[(\dot{x}_2)_{\text{ref}} - F_q - \frac{V_{qs}}{\sigma} + k_3 e_3 \right] - e_4 \left[(\dot{x}_1)_{\text{ref}} - F_d - \frac{V_{ds}}{\sigma} + k_4 e_4 \right] \quad (4.60)$$

Où: Avec K_3 et K_4 des gains définis positifs

Les tensions de commande V_{ds} et V_{qs} sont choisi comme :

$$\mathbf{V}_{ds} = \sigma \cdot (\mathbf{k}_4 \mathbf{e}_4 + (\dot{\mathbf{x}}_1)_{\text{ref}} - \mathbf{F}_d) \quad (4.61)$$

$$\mathbf{V}_{qs} = \sigma \cdot (\mathbf{k}_3 \mathbf{e}_3 + (\dot{\mathbf{x}}_2)_{\text{ref}} - \mathbf{F}_q) \quad (4.62)$$

Ce qui rend $\dot{v}_2 < 0$

La stabilité de la commande est obtenue si et seulement si un bon choix des gains k_1, k_2, k_3, k_4 .

IV.4. Résultats de simulation

Pour montrer les performances de la commande par Backstepping, la MADA est soumise à des tests de robustesse pour des conditions de fonctionnement variables sous charge nominale à savoir régime nominal, variation de vitesse, de paramètres de la machine. La structure générale sous matlab simulink de la commande par Backstepping de la MADA à flux rotorique orienté, est présentée dans la figure (IV.3).

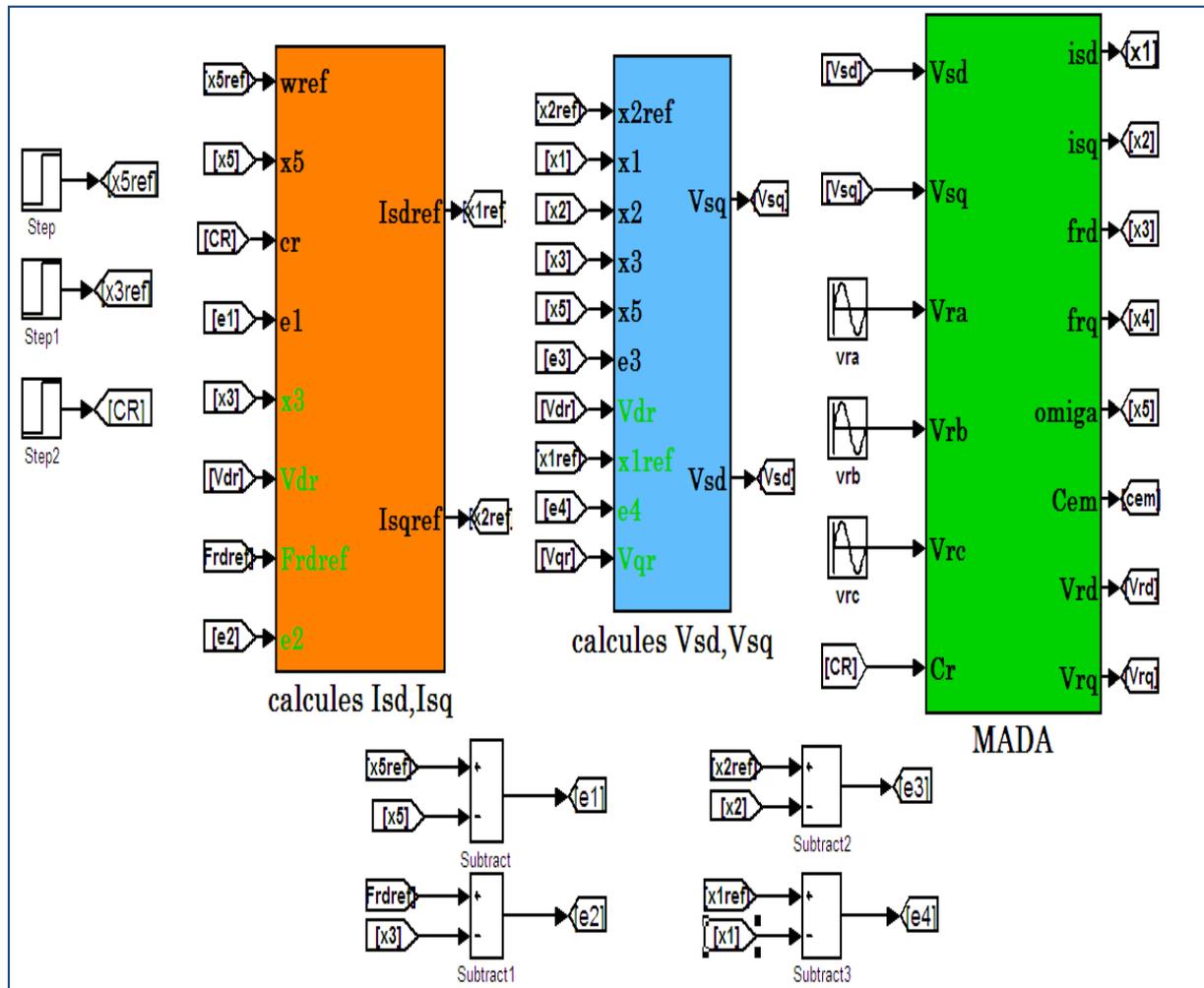


Figure (IV.3) : Schéma bloc de la commande backstepping

IV.4.1 Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge

La figure (IV-4) présente la réponse de la vitesse, du couple, du flux rotoriques et des courant statoriques suite à un démarrage à vide. Une charge nominale de 10N.m est appliquée à $t=1s$.

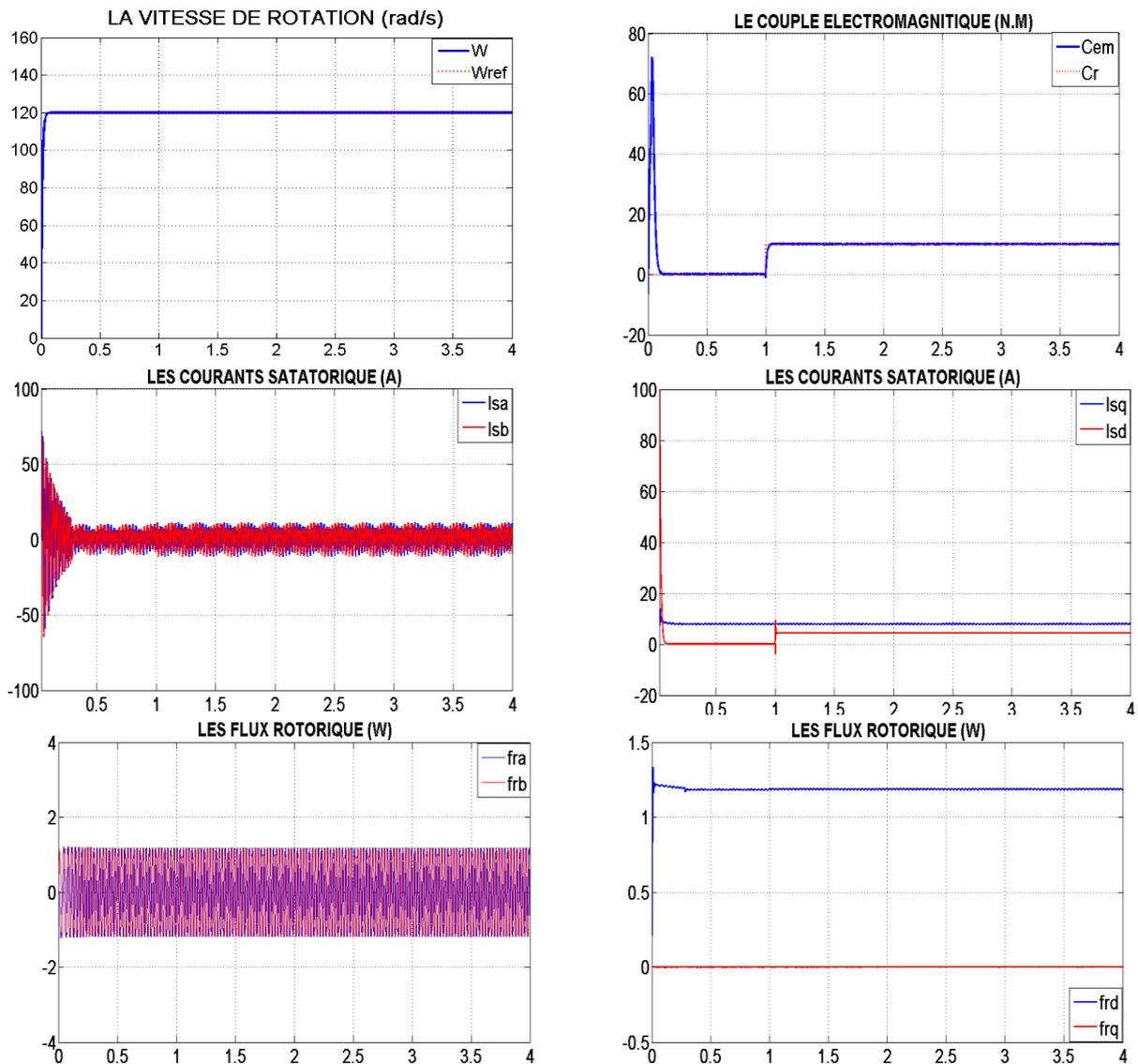


Figure (VI.4) : Test de démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge.

Les résultats de simulation montrent bien que la vitesse n'influence pas le couple de charge par contre le courant statorique direct est change comme couple de charge.

IV.4.2. Test de réglage de vitesse

La figure (VI.5) ,présentes la réponse de la vitesse, des couple, des courant statoriques et le module du flux rotorique, suite à un démarrage à vide. Une charge nominale de 10N.m est appliquée à $t=1s$. ($\Omega_{ref} = 140rad/s$, $F_{ref}^2 = 1.2 WB$).

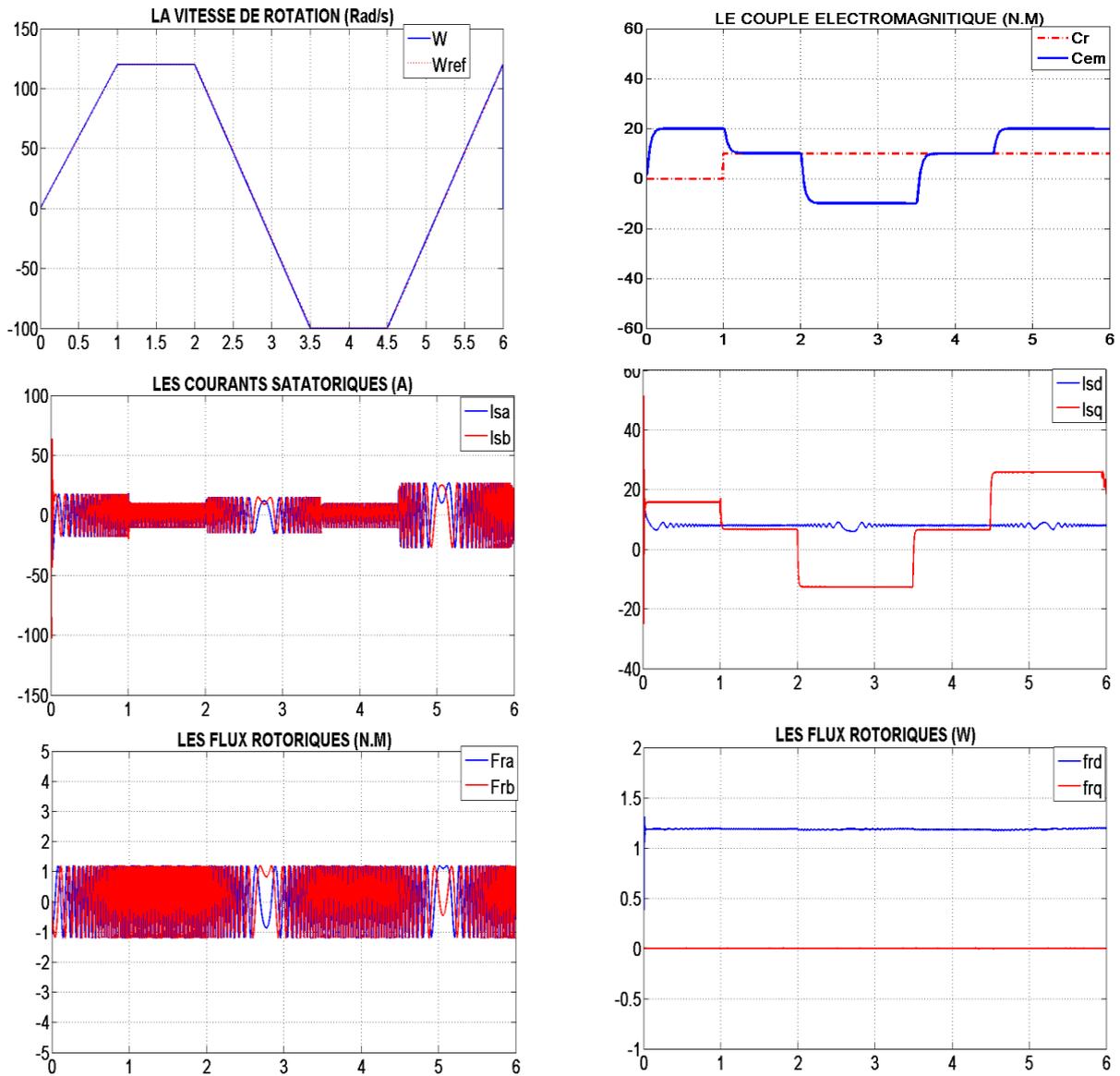


Figure (VI.5) : Test de variation de la vitesse avec l'application d'un couple de charge

La vitesse dans ce cas, suit la grandeur de référence sans dépassement de même que pour le couple mais avec un dépassement lors de chaque changement de consigne. Les courants statorique suivent leurs valeurs nominales, avec des petites perturbations au moment de changement de consigne

IV.4.3. Test de variation de la résistance statorique

Les résultats de simulations présentés par la figure (IV-6) sont donnés pour tester la robustesse à la variation de la résistance rotorique $R_s=50\% R_{sn}$

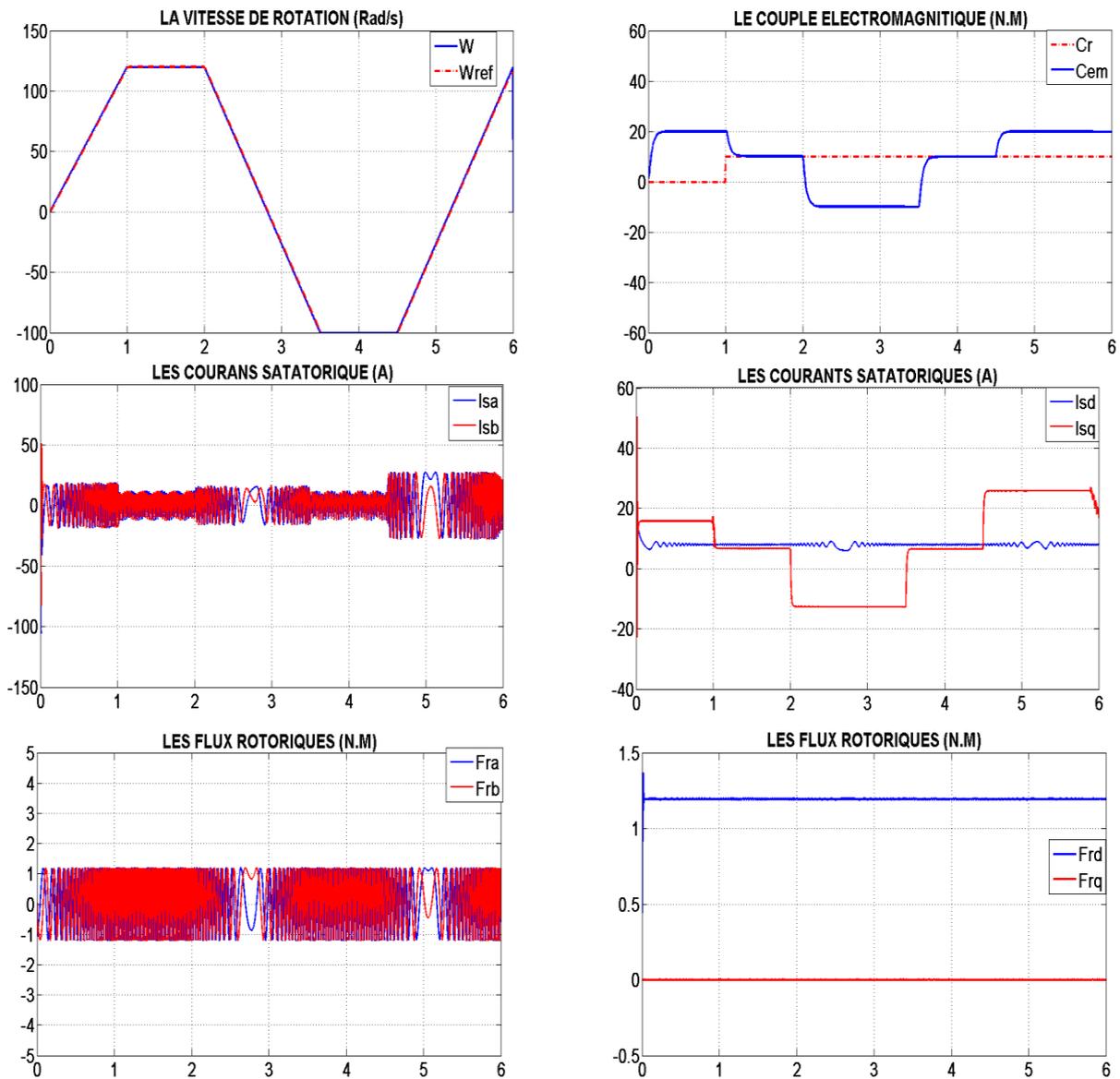


Figure (IV.6) : Test de variation de la résistance statorique

D'après ces résultats on remarque que la vitesse suit pratiquement la référence sans dépassement, les autres grandeurs couple, courants rotoriques et courants statoriques ne sont pas affectés par cette variation de la résistance.

IV.4.4 Test de variation de la résistance rotorique

La figure (IV.7) montre les résultats de simulation pour la variation de la résistance rotorique $R_{rn} = 50\%R_{rn}$. On constat que la commande est insensibe au variation de résistance rotorique.

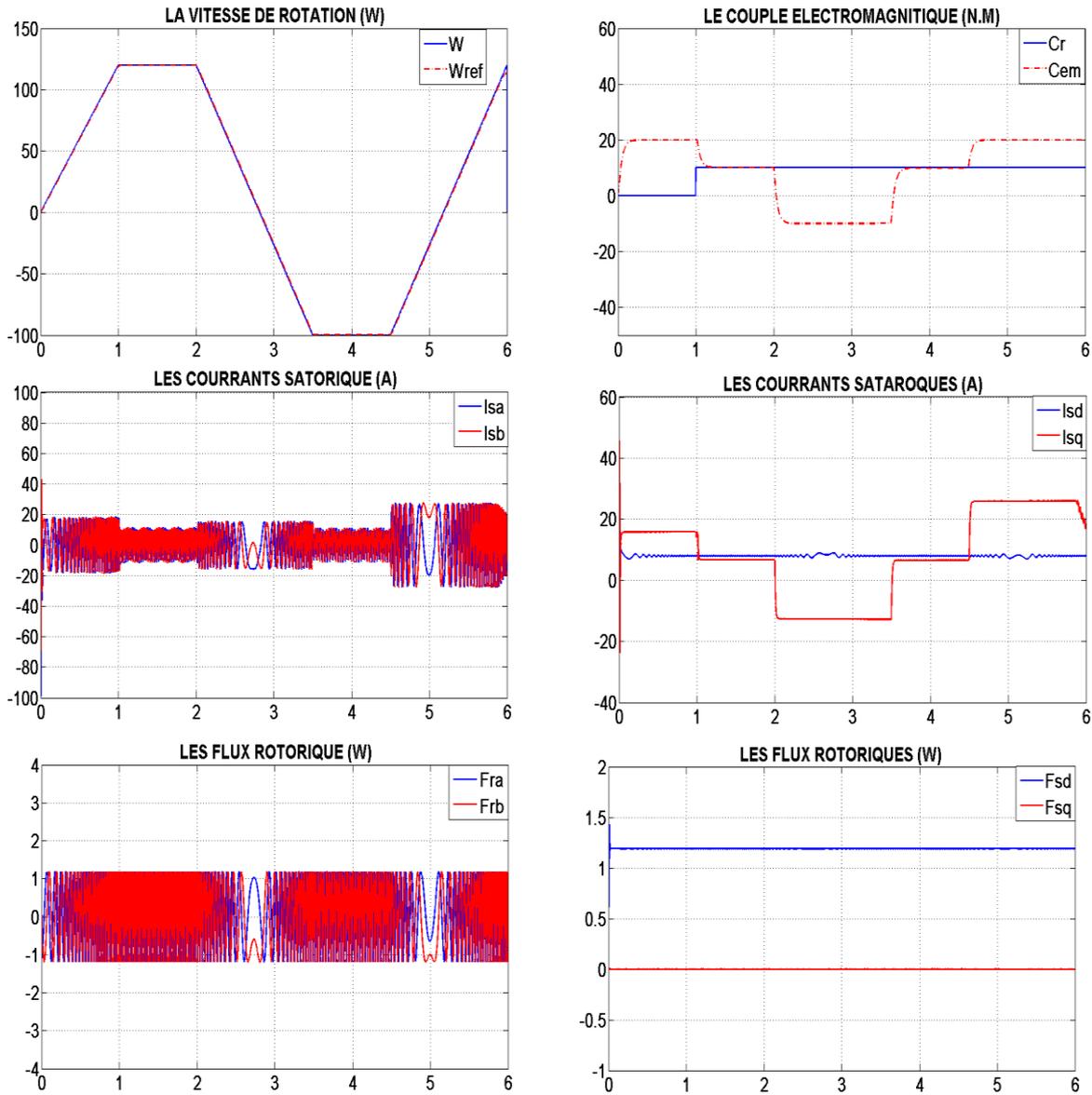


Figure (IV.7) : Test de variation de la résistance rotorique

D'après ces résultats on remarque que la variation de la résistance dans le temps rend la commande insensible à cette variation.

IV.4.5. Test de variation des paramètres mécaniques

Nous nous intéressons dans cette partie à l'étude de l'effet des incertitudes des paramètres mécaniques de la machine et/ou de la charge, en supposant que les paramètres électriques sont connus. Les paramètres mécaniques de la machine sont :

- L'inertie du moteur chargé J .
- Le coefficient des frottements visqueux f .

Nous limitons notre étude aux cas où des incertitudes constantes avec les marges suivantes : $J_m = 2 \cdot J$; $f_m = 5 \cdot f$, Figure (VI.8)

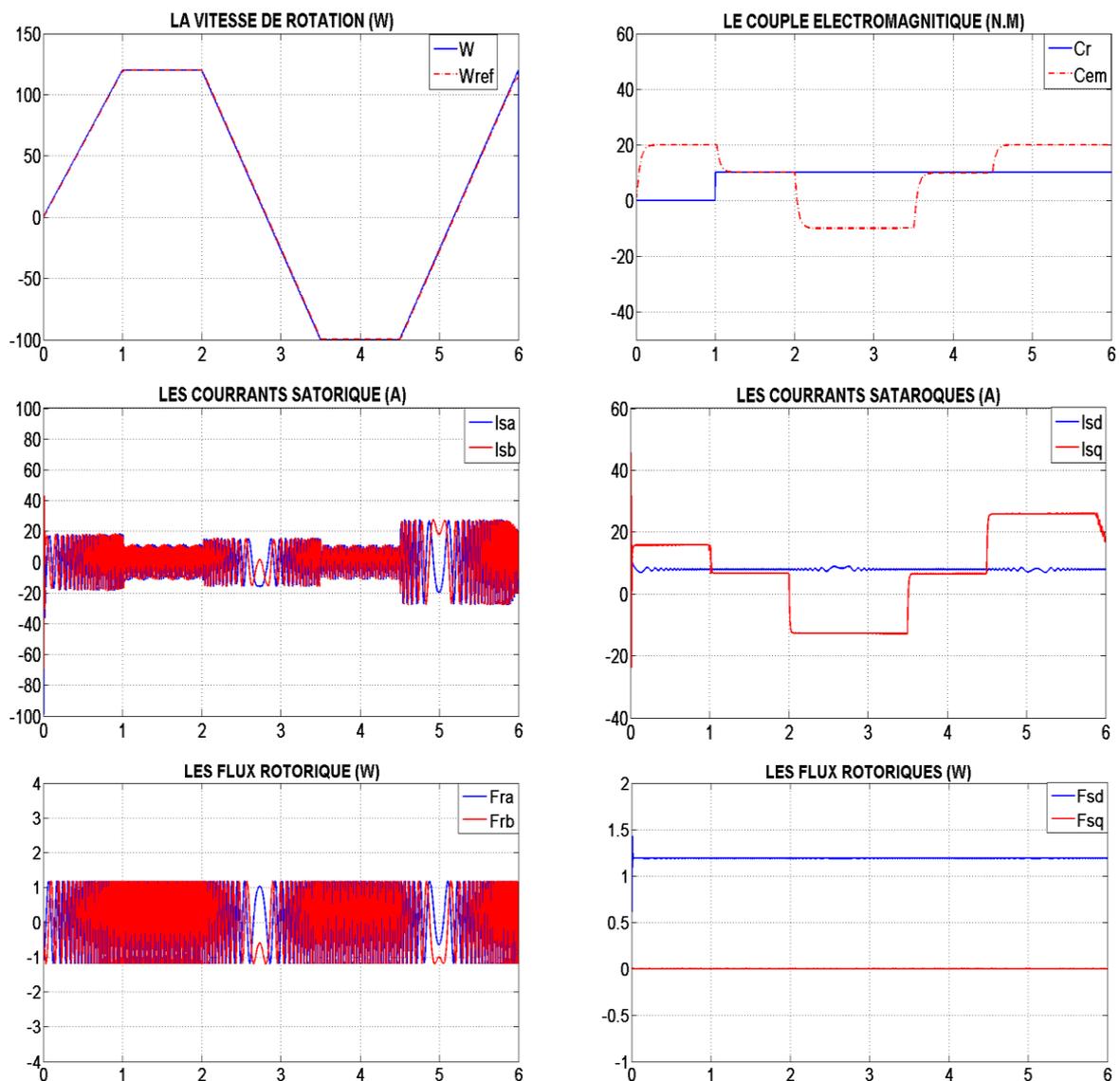


Figure (IV.8) : Test de variation des paramètres mécanique

IV.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, une nouvelle loi de commande par backstepping non adaptative a été appliquée à la MADA basée sur le principe de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique, l'annulation de sa composante en quadrature nous a permis d'avoir un modèle mathématique simplifié de la machine. L'application du contrôle par backstepping permet de corriger les quatre grandeurs vitesse, flux et les deux composants des courants statoriques. En remplaçant les régulateurs PI présents dans la commande vectorielle classique par des fonctions de Lyapunov garantissant la stabilité à tout instant. Les résultats obtenus pour les différents tests expriment les performances et la robustesse de cette technique de commande, présentant une convergence des états vers leurs valeurs de référence avec des erreurs complètement nulles ainsi le découplage de flux et de couple reste toujours intacte. Dans le cas de la commande non adaptative, il est considéré que tous les paramètres de la machine sont connus ce qui a permis d'avoir des résultats globalement acceptables.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est une modeste contribution à l'étude des performances de la commande non linéaire, du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état et de type backstepping, appliqué à la machine asynchrone double alimentation.

Après la modélisation de la MADA, en se basant sur le modèle équivalent de Park et en tenant compte des hypothèses simplificatrices, les résultats de simulation obtenus montrent les performances mécaniques et électriques de la MADA, ensuite, nous avons présenté la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux avec la stratégie de commande, MLI sinus-triangulaire.

Puis, on introduit la commande non linéaire de la MADA. La mesure des courants au stator et au rotor de cette machine nous a permis d'introduire une nouvelle méthode de découplage des courants. Cette approche est basée sur un découplage entrée-sortie, par retour d'état, d'un système multi-variable linéaire et non stationnaire, et permet un suivi asymptotique des trajectoires de référence, Les courants ainsi découplés et régulés par retour d'état montrent une dynamique bien contrôlée ainsi qu'une bonne robustesse vis-à-vis des variations des paramètres électriques de la machine. Les boucles de régulation du flux et de la vitesse présentent des performances satisfaisantes tant en régime permanent qu'en régime transitoire et pour toute une plage de variation de vitesse. Toutefois des insuffisances ont été observées concernant la sensibilité aux perturbations du couple de charge et à leur temps de rejet. Mais ce qui le pénalise fortement est essentiellement sa robustesse vis-à-vis des variations des paramètres mécaniques.

Enfin, nous avons présenté l'aspect théorique de la technique de commande non linéaire par Backstepping et exposé les étapes qui permettent le dimensionnement de la commande assurant la stabilité globale du système non linéaire. L'application du Backstepping pour la commande à flux rotorique orienté de moteur asynchrone double alimentation à conduit à de bons résultats de simulation, ce qui montre l'efficacité de cette technique pour le suivi de la vitesse et le couple de référence.

Le travail, présenté dans ce mémoire, amène à soulever les perspectives de recherche suivantes:

- Les conditions de déroulement de notre mémoire nous ont obligés à limiter notre travail à une étude théorique et à des résultats de simulation. Il serait donc intéressant de tester, sur un banc expérimental, la validité des algorithmes proposés dans ce travail surtout ceux dédiés au découplage, à la commande non linéaire par Backstepping,

- Utiliser d'autres types de convertisseurs de fréquence, tel que les cyclo-convertisseur et les convertisseurs matriciels adaptés aux grandes puissances,

- Etudier la MADA associée à d'autres stratégies de commande.

ANNEXE

ANNEXE (A)

❖ PARAMETRES DE LA MACHINE.

Les paramètres de la machine utilisés pour la simulation sont donnés dans tableau B.1

Tableau B.1: Valeurs des paramètres de simulation

Puissance nominale	4.5 kW
Tension statorique nominale (étoile)	380v
Tension rotorique nominale (triangle)	225v
Vitesse nominale	157rad/s
Courant nominale (I_{sn})	8.6 A
Résistance statorique	1.2 Ω
Résistance rotorique	1.8 Ω
Inductance cyclique statorique	0.155H
Inductance cyclique rotorique	0.1568H
Inductance mutuelle	0.15H
Nombre de paire de pôle	2
Moment d'inertie	0.2 Nm/rad/s
Coefficient de frottement	0.001Mns/rad

ANNEXE (B)

1) SIMULATION DE REDRESSEUR AVEC LE FILTRE

La tension obtenue par le redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite le filtre RC pour diminuer ces ondulations.

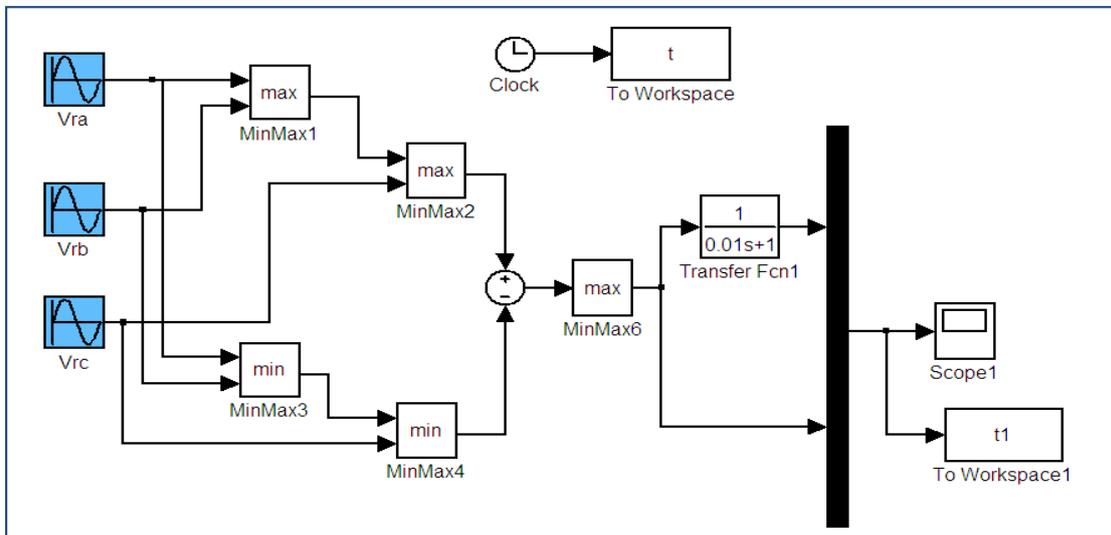
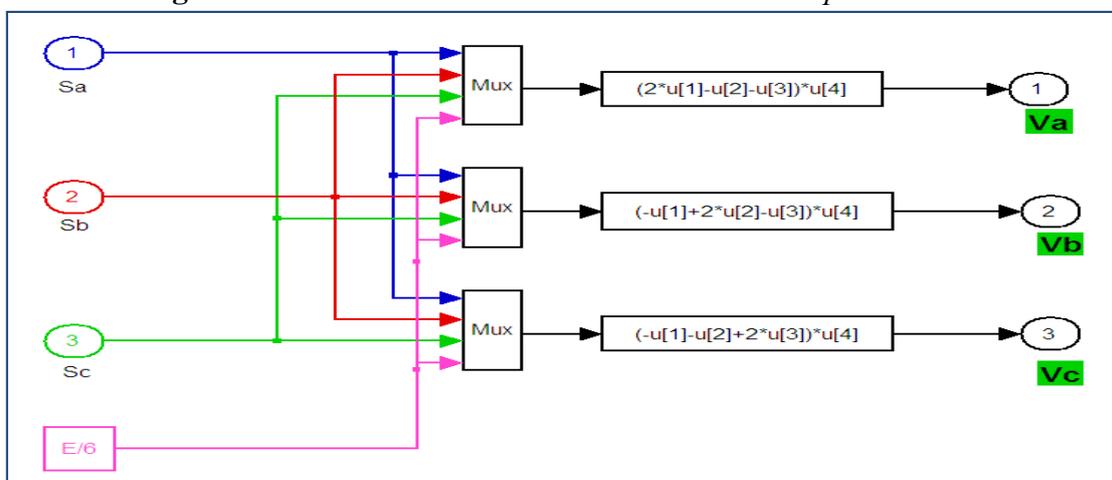


Figure I.13 : Modèle sous Simulink de redresseur triphasé avec le filtre RC

2) SIMULATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

La tension de sortie est formée d'une structure de créneaux de largeur variable et d'amplitude égale à la tension continue d'alimentation.

Figure I.13 : Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé.



Les tensions de sortie de l'onduleur sont contrôlées par la technique de modulation de Largeur d'impulsion MLI qui permet le réglage simultané de fréquence et de la tension de sortie.

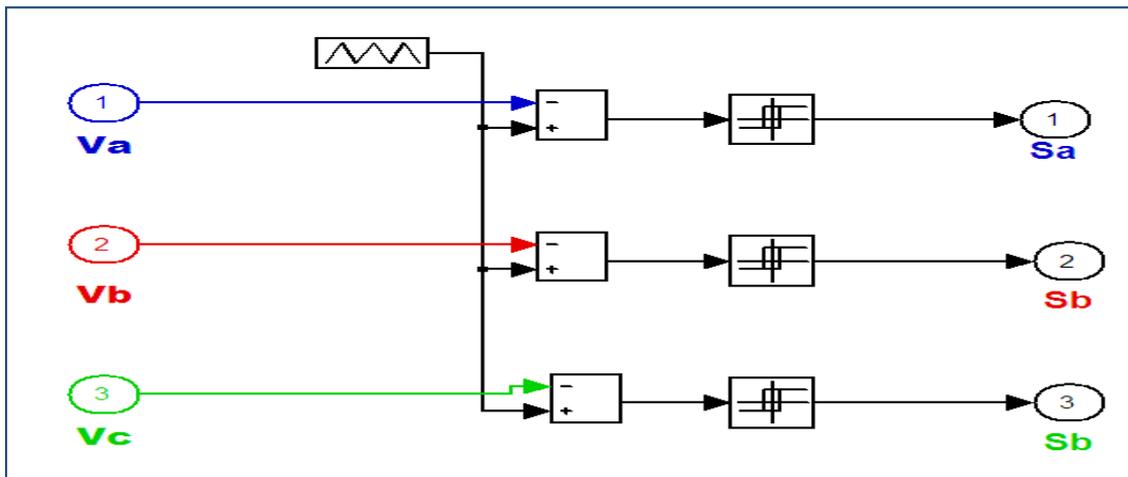


Figure II.20 : Principe de la commande MLI- ST

3) Résultats de simulation

Les figures (A,B,C,D) représentent les réponses de simulation dans le cas où la tension rotorique $V_r=12$ V, la fréquence rotorique $f_r=5$ Hz

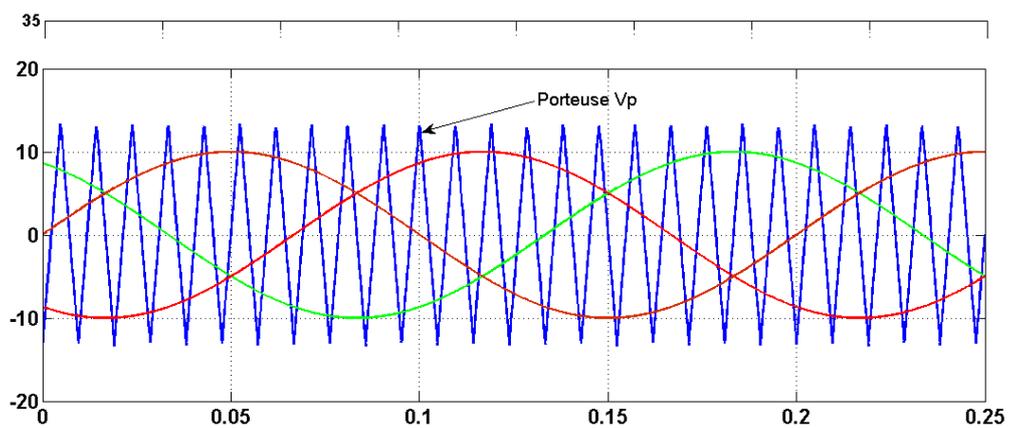


Figure (A) : Représentation de la tension redressée et filtrée

Figure (B) : Représentation des signaux de comparaisons

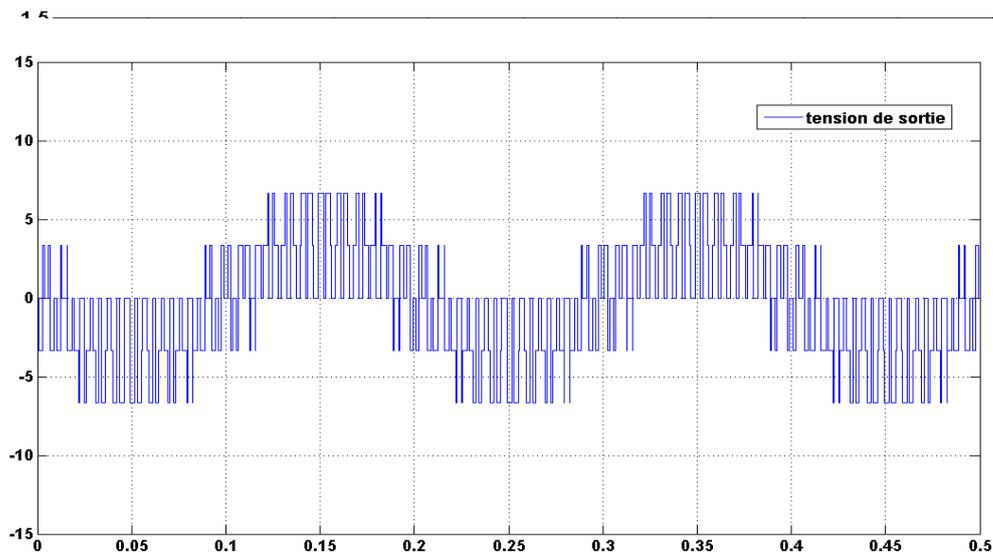
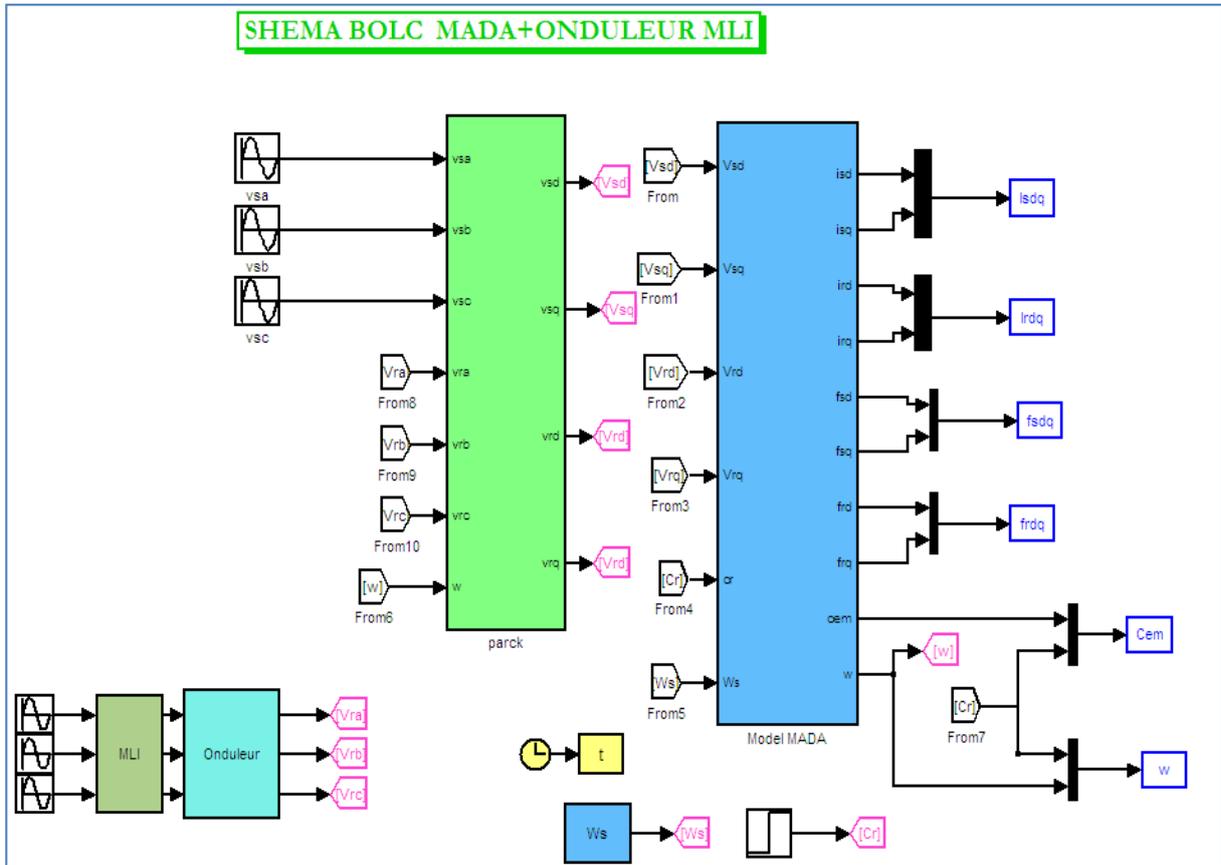


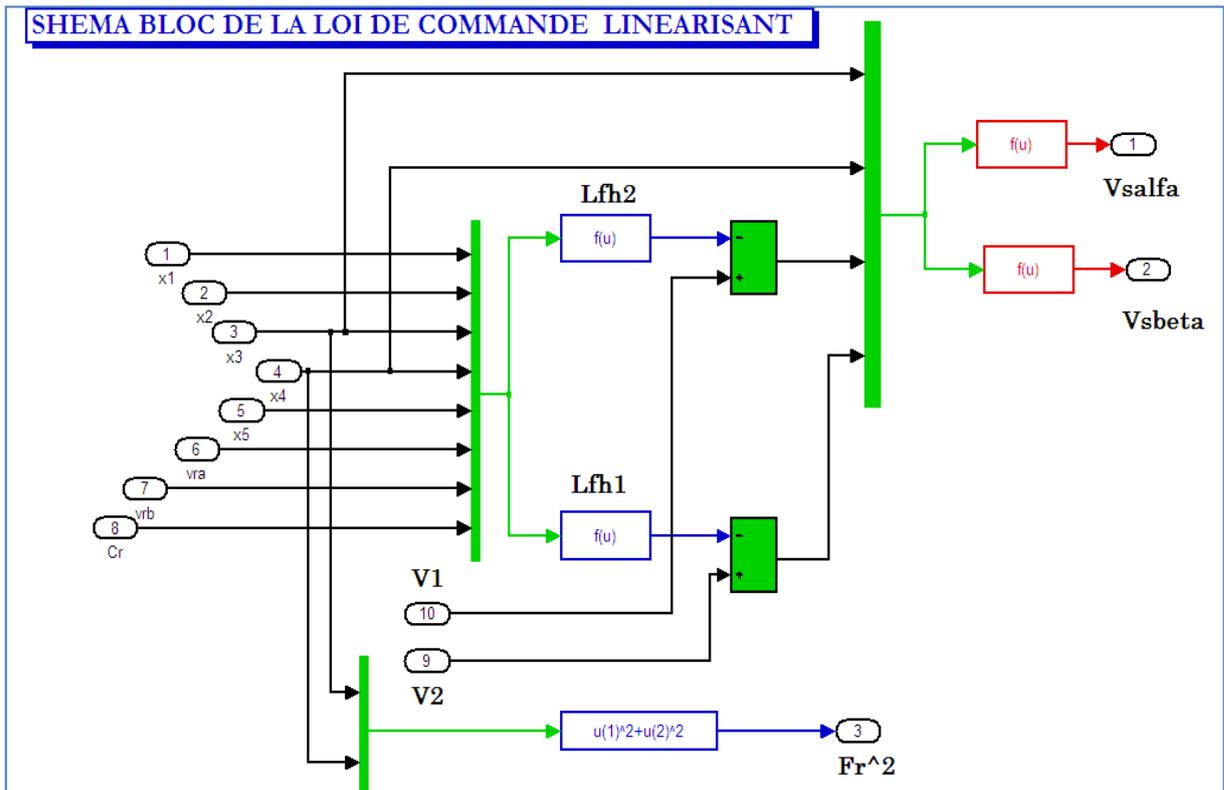
Figure (C) : *Représentation des instants de commutation*
Figure (D) : *Représentation d'une tension composée de sortie*

4) Schéma bloc de simulation de l'association onduleur MLI +MADA

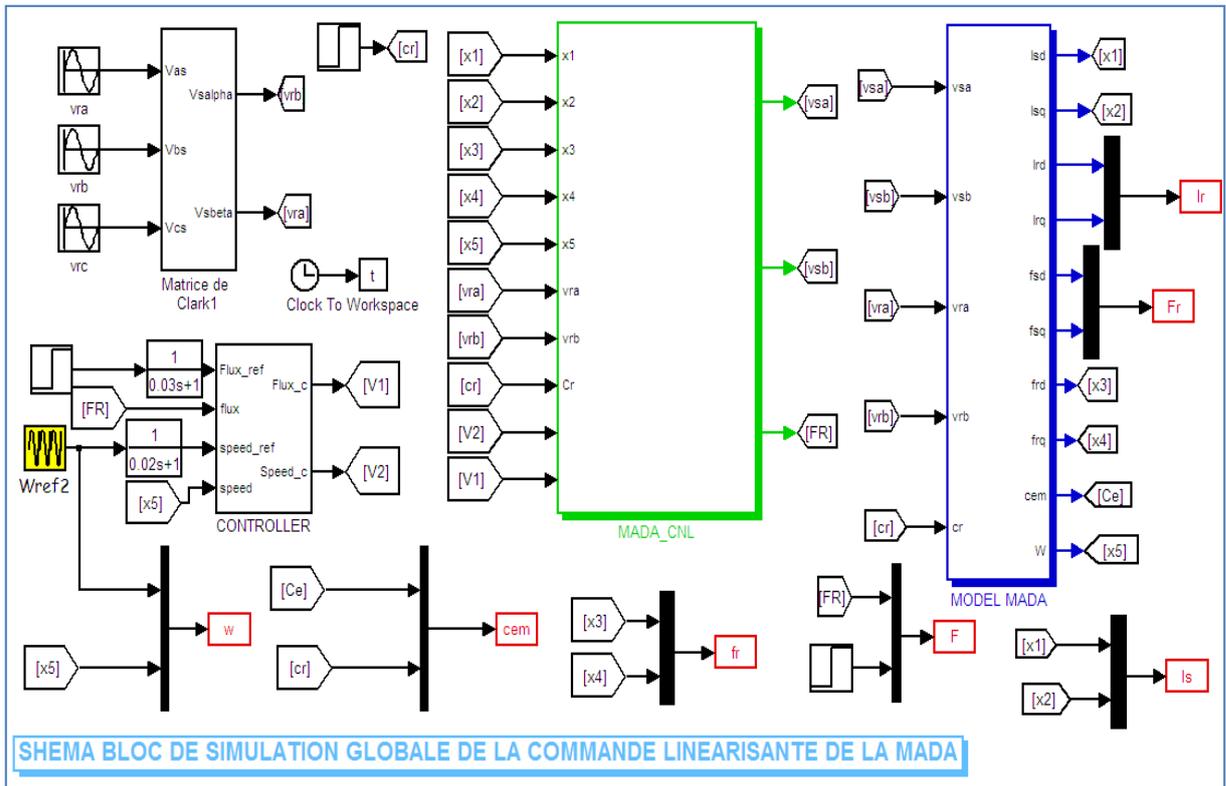
Le Diagramme fonctionnel sous MATLAB de l'association MADA onduleur de tension est le suivant :



5) Schéma bloc de simulation de la loi de commande linearisante



6) Schéma bloc globale de simulation De la commande linéarisante



ANNEXE (C)

Notions mathématiques

A) Dérivée de Lie et Crochet de Lie

Donnons la fonction scalaire $h(X)$ d'état X et le vecteur champ $f(X)$, on définit la nouvelle fonction scalaire $L_f h$ dite dérivée de Lie, où simplement dérivée de h relativement à f .

Définition A.1

Soit $h: R^n \rightarrow R$ une fonction scalaire, et $f: R^n \rightarrow R$ un vecteur champ, donc la dérivée de Lie relativement à f est un vecteur champ défini par :

$$L_f h = \nabla h f \text{ avec } \nabla \text{ représente le gradient et}$$

$$\nabla h = \frac{\partial h}{\partial X} .$$

Donc, la dérivée de Lie $L_f h$ est simplement la dérivée directionnelle de h au long de vecteur f .

La dérivée de Lie peut être définie récursivement par

$$\begin{aligned} L_f^0 h &= h \\ L_f^i h &= L_f(L_f^{i-1} h) = \nabla(L_f^{i-1} h) f \end{aligned} \quad \text{pour } i=1,2, \dots$$

Similaire, si g un autre vecteur champ, donc la fonction scalaire $L_g L_f h$ est

$$L_g L_f h = \nabla(L_f h) g$$

Définition A.2

Soit f et g deux vecteurs champ dans R^n . Le crochet de Lie pour f et g est un troisième vecteur champ défini par

$$[f, g] = \nabla g f - \nabla f g$$

B) Difféomorphisme

La fonction $\phi : R^n \rightarrow R^n$ définie dans une région $\Omega \subset R^n$ est appelée difféomorphisme si elle vérifie les deux conditions suivantes:

- ϕ est inversible, i.e, il existe une fonction ϕ^{-1} tel que:

$$\phi^{-1}(\phi(x)) = x$$

pour tout $x \in \Omega \subset R^n$ et

- ϕ^{-1} et ϕ sont des fonctions lisses.

m
si
à-

Le difféomorphisme est utilisé pour transformer un système non-linéaire en un autre système non-linéaire en effectuant un changement de variables de la forme:

$$z = \phi(x)$$

où $\phi(x)$ représente n variables:

$$\phi(x) = \begin{bmatrix} \phi_1(x) \\ \phi_2(x) \\ \dots \\ \phi_n(x) \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix}$$

C) Théorie de Lyapunov

Fonction candidate de Lyapunov :

Soit $V : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^+$, une fonction telle que

- i) V est continûment différentiable en tous ses arguments
- ii) V est définie positive
- iii) Il existe a et b deux fonctions scalaire de \mathfrak{R}^+ dans \mathfrak{R}^+ , continues, monotones non décroissantes, telles que :
 1. $a(0)=b(0)=0$
 2. $\forall x \in \mathfrak{R}^n, a(\|x\|) \leq V(x) \leq b(\|x\|)$

V définit des équipotentielles de Lyapunov, $V(x)=cste$, qui définissent des domaines connexes autour de l'origine.

$\dot{V}(x)$ est la dérivée de $V(x)$ le long de la trajectoire de $\dot{x} = f(x,u)$

Principe : Dans le cas d'un système non linéaire, l'étude de la stabilité s'effectue par la recherche d'un gradient du système autour d'un point de repos pour lequel l'étude du système revient à trouver les minima locaux de la fonction de gradient (aussi nommé potentiel). Dans ce cas, il n'est pas nécessaire de linéariser.

Avantages

Etude de la stabilité par l'examen totale de la fonction d'énergie

Ne nécessite ni la solution de l'équation d'état, ni la connaissance des pôles du système.

Bibliographie

Bibliographies

- [1] **H. A. TOLIYAT et G. B. KLIMAN**, « Hand book Of Electric Motors », second edition, Taylor & Francis Group, USA 2004 ;
- [2] **B. ROBYNS, B. FRANCOIS, Ph. DEGOBERT et J-P. HAUTIER**, « Commande vectoriel de la Machine asynchrone », Edition TECHNIP, Paris, 2007 ;
- [3] **BOLDEA I.** "The Electric Generator Handbook: variable speed generators, CRC press Taylor & Francis group, 2006, New York, U.S.A;
- [4] **ABDESSEMED R. et KADJOUJ M.**, "Modélisation des machines électriques", Presses de l'université de Batna, 1996. Algérie ;
- [5] **HOPFENSBERGER B. et ATKINSON D. J.**, "Doubly-fed AC machines: classification and comparison", European conf. Power Electronics and Applications (EPE), pp.1-17, Graz, 2001 ;
- [6] **PH. LE BRUN**, « Variation De Vitesse Des Machines Asynchrones », Cours En Electrotechnique, Lycée Louis Armand, Strasbourg, France ;
- [7] **B.FORNEL**. « Machines asynchrones ; commande par contrôle direct de couple ». Technique de l'ingénieur D3623, 2003.
- [8] **L. BAGHLI**, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", cours, 2002,
- [9] **A. MEROUFEL**, « Contrôle De La Machine Asynchrone ». Polycopie De Cours, Université De Sidi Bel-Abbes, Algérie, 2009.
- [10] **S. PERSSADD, A. TILL et A. TONIELLI**, « Power control of a doubly fed induction machine via output feedback », Control Engineering Practice 12, Elsevier Science, pp : 41–57 , 2003.
- [11] **GUY SEGIER**. « L'électronique de puissance: Les fonctions de bases et leurs principales applications » BORDAS. Paris, 1979
- [12] **KISRANE.L** ; «Commande Non Linéaire de la Machine à Induction«Aspect Expérimental » Magister électrotechnique en Electrotechnique, Université de Batna, ALGERIE 2008
- [13] **A. FENNI**, « Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) », Mémoire de Magister électrotechnique, Université Biskra, Algérie 2013.
- [14] **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 ;
- [15] **AZAIZI.R.** "Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur multi-niveaux", Mémoire de magister en génie électrique, Université de Boumerdes, Algérie, 2008
- [16] **S.ARDJOUN**, " Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation ", Mémoire de magister, Université DJILLALI Liabes de Sidi-Bel-Abbès, 2010.

[17] **Mr. BOUDJEMAA .Z** ; « Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a double alimentation par régulateur pi-flou».Magister école normale supérieure de l'enseignement technologique d'Oran 2009 ;

[18] **Mr CHEBBLA**; «Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse» Thèse de magister, Université de Batna, Algérie.2005.

[19] **F. BONNET** ; « Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur ». Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2008.

[20] **SALLOUM G.**" Contribution a la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, I.N.P de Toulouse 2007, France.

[21] **LINDHOLM. M.**" Doubly fed drives for variable speed Wind turbines", Thèse de doctorat, Université Technique de Danemark, 2003, Danemark.

[22] **DENDOUGA. A.**, « contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation », thèse de doctorat, université de Batna, 2010.

[23] **S. DRID**, « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : théorie et expérimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.

[24] **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

[25] **Y. BEKAKRA** ; « Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation » Thèse doctorat en réseau électrique. Université Biskra, Algérie 2014

[26] **AKKARLN** ; « Contribution a l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone a double alimentation » ; thèse de doctorat. Université de Batna, Algérie 2010

[27] **P-E. VIDAL**, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004

[28] **L.BENALIA**, « Commande en tension des moteurs à induction double alimentations», thèse de doctorat. Université de Batna, Algérie 2010.

[29] **Mr. BENABDELLAH et Mr. YOUNI** « Etude et réalisation d'un banc de simulation d'éolienne à base de MADA commandée et couplée au réseau triphasé».Master 2.Université de Tlemcen. Algérie- 2012.

[30] **ABBAS. M-MECHENTEL. M** ; « Modélisation et commande d'une MADA Alimentée par Cascade à Trois Niveaux Application à l'Energie Eolienne ». Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, Ecole Nationale polytechnique, Alger- Algérie 2010 ;

[31] **Y. LIAO**, « Design of a brushless doubly-fed induction motor for adjustable speed drive applications », IEEE, pp: 850-855, 1996.

[32] **S. PERESADA, A. TILL et A. TONIELLI**, « Power control of a doubly fed induction machine via output feedback », Control Engineering Practice 12, Elsevier Science, pp : 41-57 2003

- [33] **A.CROSNIER**, « Automatique des systèmes non linéaire » cours Electronique, Robotique et Informatique Industrielle 4^{ème} Année.
- [34] **Z.AIDIS**, « Commande Non Linéaire de la machine a induction », Mémoire de Magister électrotechnique en Electrotechnique, Université de Batna ,ALGERIE 2010
- [35] **J.J.SLOTINE, W.LI**, “Applied Nonlinear Control“, Prentice Hall, 1991.
- [36] **A. de Luca and G. Ulivi**, « Design of an exact nonlinear controller for induction motors », IEEE Transaction on Automatic control ,Vol 34., no.12, pp. 1304 – 1307 , DEC. 1989.
- [37] **KABACHE .N** ; «amélioration des performances de la commande d’un moteur asynchrone à cage et élaboration d’un estimateur universel de ses paramètres en utilisant les réseaux de neurones artificiels», thèse de doctorat en génie électrique Université de Boumerdes, Algérie, 2007
- [38] **A.KADDOURI** ; «étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents» Thèse présentée à la Faculté des études supérieures de l'Université Laval pour l'obtention du grade de Philosophiae Doctor (Ph.D.) UNIVERSITÉ LAVAL QUÉBEC NOVEMBRE 2000
- [39] **M.MOKHTARI**, "Commande adaptative des systèmes non linéaires backstepping", Mémoire de magister, Université de Batna, Septembre 2003.
- [40] **L.DOUHA**, "Commande adaptative par backstepping en utilisant les réseaux de neurones", Mémoire de magister, Université de Batna, Mai 2004
- [41] **LOUIS- NICOLAS PAQIUN 2000**. "Application du backstepping a une colonne de flottation". Mémoire pour l'obtention du grade de maîtres sciences (MSc.), Département de Mines et Métallurgie, Université de LAVAL, juillet 2000.
- [42] **SLIMANIS et TRIRAT.S** «conception d’une loi de commande non linéaire sans capteur mécanique pour la machine asynchrone» mémoire de fin d’étude ingénieur université M’sila juin2007