

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Akli Mohand Oulhadj Bouira



FACULTE DES SCIENCES ET DES SCIENCES APPLIQUEES
DÉPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER En Electrotechnique

Spécialité : Conversion et Gestion de l'Energie

Par

MADAT Younes et CHIBANI Reda

THEME

*Etude comparative entre la commande vectorielle indirecte et la
commande backstepping d'un Moteur Asynchrone à cage
d'écureuil*

Soutenue publiquement le 15-10-2017 Devant le jury composé de :

M ^r Y.	Maître de Conférences	Univ. de Bouira	Président
M ^{me} Y. Nacira	docteur	Univ. de Bouira	Encadreur
M ^r A. Hamou	docteur	Univ. de Bouira	Co-encadreur
M ^{me} S. Bansmail	docteur	Univ. de Bouira	Examineur
M ^r A. Salim	Maître de Conférences	Univ. de Bouira	Examineur

بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ

Remerciements

Nous tenons à remercier tout premièrement Dieu Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre promotrice M^{me}. Yassa Nacera et co.promoteur M^r. Ait Abbas Hamou pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et, qui n'ont pas cessé de nous donner des conseils et des remarques.

Nous remercions les membres de jury d'examen pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidés à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous a aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

Nous remercions aussi tous les enseignants et le chef de département d'électrotechnique Dr. Madi qui ont contribué à notre formation.

Nos derniers remerciements vont à Nos familles et à tous nos amis et nos collègues de travail pour leur grand soutien tout moral et matériel.

Madat Younes et Chibani Reda.

ملخص وكلمات مفاتيح

من المعروف أن المحرك اللازامي هو واحد من أكثر الآلات الكهربائية المستخدمة على نطاق واسع في التطبيقات الصناعية. نظرا لموثوقيتها العالية و تكلفتها المنخفضة نسبيًا، وقلة صيانتها. ولكن من المعروف أيضا عن المحرك اللازامي انه نظام غير خطي معقد و هذا بسبب التداخل الموجود بين التدفق و عزم الدوران. التحكم الشعاعي للمحرك اللازامي يجعله مثل آلة التيار المستمر التي يكون التحكم بها بشكل منفصل بين التدفق و العزم.

هذا البحث يعالج دراسة مقارنة بين أنظمة التحكم اللاخطية وذلك للتوصل إلى أداء ديناميكي أعلى باستعمال نوعين من تقنيات التحكم ألا وهما التحكم الشعاعي غير المباشر (IRFOC) و التحكم التراجعي (Backstepping) التي تعتمد على نظرية ليابونوف Lyapunov.

وللتحقق من صحة الأساليب المقترحة قد تم تنفيذ عمليات المحاكاة الافتراضية في MATLAB/SIMULINK.

الكلمات المفتاحية : المحرك اللازامي، آلة التيار المستمر، التحكم الشعاعي IRFOC، التحكم التراجعي Backstepping.

Résumé

Il est bien connu que le moteur asynchrone est l'une des machines électriques les plus utilisées dans les applications industrielles. En raison de leur grande fiabilité, de leur coût relativement faible et de leurs moindres besoins de maintenance. Cependant, le moteur asynchrone est également connu comme un système complexe non linéaire en raison de l'interférence entre le flux et le couple. Le contrôle vectoriel du moteur asynchrone le fait comme une machine à courant continu qui est contrôlée séparément entre le flux et le couple.

Cette recherche aborde une étude comparative des systèmes de contrôle non linéaire pour obtenir des performances dynamiques plus élevées en utilisant deux types de techniques de contrôle, à savoir la commande vectorielle IRFOC et la commande par Backstepping, qui repose sur la théorie de Lyapunov.

Pour vérifier la validité des méthodes proposées, les processus de simulation ont été mis en œuvre dans MATLAB / SIMULINK.

Mots-clés: Moteur Asynchrone, Moteur DC, Contrôle Vectoriel IRFOC, Contrôle Backstepping,

Abstract

It is well known that asynchronous motor is one of the most widely used electric machines in industry applications. Due to their high reliability, relatively low cost, and less maintenance requirements. However, the asynchronous motor is also known as a complex non linear system due to the interference between flux and torque. Asynchronous motor vector control makes it like a DC machine that is controlled separately between flux and torque.

This research addresses a comparative study of non linear control systems to achieve higher dynamic performance using two types of control techniques, namely IRFOC and Backstepping, which is based on Lyapunov's theory.

To verify the validity of the proposed methods, the simulation processes were implemented in MATLAB / SIMULINK.

Keywords: Asynchronous Motor, DC Motor, IRFOC Vector Control, Backstepping Control,

SOMMAIRE

Remerciements	I
ملخص	II
Abstract.....	III
Résumé	IV
Sommaire.....	V
Liste des figures et tableaux	VIII
Liste des Acronymes et Symboles	X
Introduction générale	1

Chapitre I :

Etat de l'art sur les types de commande de la MAS

I.1 Introduction.....	4
I.2 Techniques de Commande des machines asynchrones	4
I.2.1 Commande scalaire.....	5
I.2.2 Commande vectorielle à flux orienté (FOC)	5
I.2.3 Commande direct du couple (DTC).....	6
I.2.4 Commande par mode glissant.....	7
I.2.5 Commande Backstepping	9
I.3 Conclusion	9

Chapitre II :

Modélisation de la Machine asynchrone et de l'onduleur

II.1 Introduction.....	11
II.2 Présentation de la machine asynchrone à cage d'écureuil	11
II.2.1 Constitution de la machine asynchrone.....	11
II.2.1.1 Stator	12
II.2.1.2 Rotor.....	12
II.2.1.3 Organes mécaniques.....	13
II.2.2 Principe de fonctionnement.....	13
II.2.3 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone	13
II.3 Modélisation de la machine asynchrone.....	14
II.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	14
II.3.2 Modèle de la machine asynchrone	14

II.3.3 Mise en équation du moteur asynchrone	15
II.3.3.1 Équations électriques.....	15
II.3.3.2 Équations magnétiques.....	17
II.3.3.3 Équations mécaniques	18
II.3.4 Transformation triphasée – diphasée.....	18
II.3.4.1 Transformation de Concordia	18
II.3.4.2 Transformation de Park.....	19
II.3.4.2.1 Principe de la transformation de Park.....	19
II.3.4.3 Choix de repère	20
II.3.4.4 Choix du référentiel.....	20
II.3.4.4.1 Référentiel lié au stator.....	20
II.3.4.4.2 Référentiel lié au rotor.....	21
II.3.4.4.3 Référentiel lié au champ tournant	21
II.3.5 Application de la transformation de PARK à la MAS	21
II.3.6 Représentation d'état de la Machine Asynchrone.....	23
II.4 Modélisation de l'alimentation.....	25
II.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension	25
II.4.2 Commande par modulation de la largeur d'impulsion MLI	27
II.4.3 Stratégies des MLI (stratégies triangulo-sinusoïdale).....	27
II.4.4 Résultats de Simulation	28
II.4.4.1 Schéma de simulation du moteur asynchrone.....	28
II.4.4.2 Simulation de la MAS alimenté par le réseau.....	29
II.4.4.3 Simulation de la MAS alimenté par l'onduleur	31
II.4.5 Conclusion	32

Chapitre III :

Commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone

III.1 Introduction	33
III.2 commande vectorielle à flux rotorique orienté	33
III.3 Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté	34
III.4 Types de la commande vectorielle.....	36
III.4.1 commande vectorielle directe à flux rotorique orienté (DFOC).....	36
III.4.2 commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC).....	37
III.5 Comparaison entre les commandes IRFOC et DFOC	37
III.6 Structure de la Commande indirecte à flux rotorique orienté.....	38

III.6.1 Mise en équation de la commande IRFOC	38
III.6.2 Estimation de ω_s et de θ_s	39
III.6.3 Découplage.....	40
III.6.3.1 Découplage par compensation	40
III.6.4 Bloc de défluxage.....	41
III.6.5 Calculs des régulateurs.....	42
III.7 Schéma de la commande	42
III.8 Résultats de simulation.....	43
III.8.a Test 1, sans variation paramétrique	43
III.8.b Test 2, avec variation paramétrique (augmentation de R_r et R_s)	46
III.10 Conclusion.....	49
Chapitre IV :	
Commande Backstepping de la machine asynchrone	
IV.1 Introduction	50
IV.2 Principe	50
IV.3 Méthodes de Lyapunov	51
IV.3.1 Première méthode du Lyapunov	51
IV.3.2 Deuxième méthode du Lyapunov	51
IV.3.3 Méthode générale de synthèse par Backstepping	52
IV.4 Application du Backstepping à la commande de la MAS	55
IV.5 Schéma de la commande Backstepping	59
IV.6 Résultats de simulation (Test de Robustesse).....	59
IV.6.a Test 1, sans variation paramétrique	59
IV.6.b Test 2, avec variation paramétrique	62
IV.7 Etude comparative entre les commandes IRFOC et Backstepping	64
IV.8 Conclusion.....	65
Conclusion générale	66
Annexes	67
A. Paramètres de la machine asynchrone utilisée pour la simulation.....	67
B. Calcul des régulateurs.....	68
C. Gains de l'estimateur Backstepping	71
Références bibliographiques	72

Liste des figures

Figure I.1 : Structure général de la commande Scalaire.....5

Figure I.2 : Structure général de la commande vectorielle indirecte6

Figure I.3: Structure général de la commande DTC7

Figure I.4 : Structure général de la commande par mode glissant8

Figure I.5 : Structure général de la commande par Backstepping.....9

Figure II.1 : Représentation de la construction de moteur « à cage d'écureuil ».....11

Figure II.2 : Stator de la MAS.....12

Figure II.3 : Rotor à cage.....12

Figure II.4 : Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS.....15

Figure II.5 : Transformation triphasée-diphasée18

Figure II.6 : Position des axes dq par rapport aux axes des enroulements de la MAS.....19

Figure II.7:Modèle de Park de la MAS dans le repère (dq)21

Figure II.8: L'onduleur de tension associé à la MAS26

Figure II.9:La modulation sinus triangulaire pour une phase28

Figure II.10: Schéma bloc de la MAS alimentée par l'onduleur.....29

Figure II.11 : Résultat de simulation de la MAS, démarrage à vide et insertion du couple résistant à $t=2s$30

Figure II.12 : Résultats de simulation de la MAS alimenté par l'onduleur31

Figure III.1: Analogie de la machine asynchrone avec le moteur à courant continu35

Figure III.2 : Représentation de l'orientation du repère d,q 36

Figure III.3 : La nouvelle commande découplée.....40

Figure III.4: Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} 41

Figure III.5: Bloc de défluxage.....41

Figure III.6 : Schéma block de la commande vectorielle IRFOC42

Figure III.7 : la vitesse de référence42

Figure III.8.a : Vitesse de rotation.....	43
Figure III.8.b : Zoom sur l'impact de la charge	43
Figure III.8.c: Composants du flux rotorique selon les axes d et q.....	44
Figure III.8.d: Les Courants statoriques Isd, Isq	44
Figure III.8.e: Réponse du couple	45
Figure III.9.a : Vitesse de rotation à vide avec variation paramétrique.....	45
Figure III.9.b: Composants du flux rotorique selon les axes d et q	46
Figure III.9.c: Les Courants statoriques Isd, Isq.....	46
Figure III.9.d: Réponse du couple	47
Figure IV.1 : Schéma bloc de la commande Backstepping.....	58
Figure IV.2.a : La vitesse de rotation.....	59
Figure IV.2.b : Couple électromagnétique	59
Figure IV.2.c : Flux rotorique	60
Figure IV.2.d : courant statoriques	60
Figure IV.3.a : La vitesse de rotation avec la variation paramétrique	61
Figure IV.3.b : Couple électromagnétique	62
Figure IV.3.c : Flux rotorique	62
Figure IV.3.d : courant statoriques	63

Liste des tableaux

Tableau II.1: les avantages et inconvénients de la MAS.....	14
Tableau III.1 : Comparaison entre les commandes IRFOC et DFOC	38
Tableau III.2 : les paramètres de vitesse de référence	43
Tableau IV.1 : Tableau comparatif des lois de commande	64

Acronymes

FOC : Field Oriented Control (Commande Vectorielle à Flux Orienté)

IRFOC : Indirect Field Oriented Control (Commande Vectorielle Indirecte à Flux Rotorique Orienté)

MAS : Machine Asynchrone

MCC : Machine à Courant Continue

SMC : Commande par mode glissant

DTC : Direct Torque Control

MIMO : Multivariable Input Multivariable Output (Multi-entrée Multi-sortie)

PI : Régulateur Proportionnel Intégral

PD : Proportionnel Dérivée

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

CLF : Control Lyapunov Function

Symboles

a, b, c : Indices correspondants aux trois phases statoriques ou rotoriques.

J : Moment d'inertie du rotor (Kg^2/s).

f_v : Coefficient de frottement visqueux ($\text{N} \cdot \text{s}/\text{rd}$).

C_{em} : Couple électromagnétique ($\text{N} \cdot \text{m}$).

C_r : Couple résistant incluant les frottements et le couple de charge ($\text{N} \cdot \text{m}$).

p : Nombre de paires de pôles.

ω_s : Pulsation électrique statorique.

ω_r : Pulsation électrique rotorique.

R_r, R_s : Résistances statorique et rotorique (Ω).

L_s, L_r, M : Inductances cycliques statorique, rotorique et mutuelle.

ω_{sl} : La pulsation du glissement.

V_s : Valeur efficace de tension

t : Variable temporelle

V : Tension (V)

i : Courant (A)

ω : Pulsation d'alimentation

Ω : Vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par $\omega_r = p\Omega$

θ : Représente l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

θ_s : Angle de rotation du champ statorique tournant (angle entre le stator et l'axe d)

$[M_{sr}, M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage stator – rotor et rotor-stator.

θ_r : Angle de glissement (angle entre le rotor et l'axe d)

σ : Coefficient de dispersion ou (de Blondel)

dq : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant

$\alpha\beta$: Axes correspondant au référentiel lié au stator

x : Vecteur d'état de dimension

u Vecteur d'entrée (La commande)

y : Vecteur de sortie (La mesure)

K_i : Paramètre de conception du régulateur Backstepping de l'étape i

Introduction générale

Introduction générale

La machine asynchrone (MAS), de part sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par N. TESLA à la fin du 19^{ème} siècle quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés [1]. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, c'est pourquoi elle a été utilisée depuis longtemps dans les entraînements à vitesse constante. La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Ses principaux avantages résident dans l'absence de bobinage rotorique (machine à cage), structure simple, robuste et facile à construire. Son domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts, reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, elle tourne à vitesse peu inférieure de la vitesse de synchronisme on dit alors qu'il y a glissement.

Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. Cet avantage a joué en faveur de la MAS, car actuellement elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse variable.

Le domaine de la commande a connu un essor rapide dans les années 70, pour quelle sera saturée à la fin de cette décennie, mais le développement récent de l'électronique de puissance d'une part et des techniques numériques avec le lancement des nouveaux DSP (Digital Signal Processor) qui permettent l'implantation des algorithmes numérique très sophistiqué.

En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très réponde pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupée une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles.

La commande vectorielle à flux orienté a été réalisée par Blaschke en 1971, sous le titre Commande découplée : découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique. Cependant, l'expérience a mis en valeur quelques faiblesses de cette

méthode face aux perturbations dues aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des machines, ou qu'ils varient au cours du fonctionnement, comme les résistances du rotor et du stator. Il devient important d'utiliser des méthodes de commandes robustes, linéaires ou non linéaires pour remédier à ce problème.

Depuis quelques années, une grande partie de la communauté scientifique s'est intéressée à la recherche des procédures récursives pour la mise au point des lois de commande pour les systèmes non linéaires. La technique du Backstepping est une méthode de commande relativement récente, par rapport les autres méthodes (scalaire, vectorielle,...etc.). Elle permet, d'une manière séquentielle et systématique, par le choix d'une fonction de Lyapunov, de déterminer la loi de commande du système. La technique du Backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine. Elle a été développée par **Kanellakopoulos et al.** au début des années '90, et inspiré par les travaux de **Feurer & Morse (1978)** d'une part et **Tsinias (1989)** et **Kokotović & Sussmann (1989)** d'autre part [2]. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur, pour des systèmes non linéaires. L'avantage principal de cette méthode est de garantir la stabilité globale de système. La méthode du Backstepping permet de déterminer une loi de mise à jour des paramètres, pour une loi de commande indirecte [3,4].

L'objectif principal de ce travail est de comparé des lois de commande robustes (IRFOC et Backstepping), la dernière commande est basé sur la théorie de Lyapunov.

La disponibilité et l'accessibilité directes des résultats, à partir de simulateurs sont nécessaires dans tous les travaux de recherche modernes. Ainsi, dans le cadre de cette étude nous avons choisit de travailler sous environnement **Matlab/Simulink**.

Notre mémoire comporte quatre chapitres qui décrivent les différents dispositifs de commande proposés :

Le premier chapitre sera consacré à la présentation des objectifs de l'étude, ainsi que l'état d'art relatif aux différents axes traités par le présent mémoire. La littérature dans ce domaine est très abondante et variée du fait que le sujet a été largement abordé depuis plus de trois décades. Malgré tout, plusieurs problématiques persistent jusqu'à nos jours, et les solutions associées n'ont pas encore atteints le stade industriel.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons une modélisation classique de la machine asynchrone. Donc la première partie on donnera la représentation mathématique de la

machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés. Dans la seconde partie on procèdera à la modélisation de l'onduleur de tension commandé par modulation de la largeur d'impulsion(MLI).

Le troisième chapitre, est dédié à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et la synthèse des régulateurs PI classiques par la méthode de compensation de pole, ensuite nous nous intéressons plus particulièrement à la commande de la machine dans le cadre d'une orientation de flux rotorique. Cependant, une version indirecte (IRFOC) de la commande vectorielle classique est présentée, et on en conclut sur la sensibilité de cette commande face aux variations paramétriques grâce aux résultats obtenus par simulation.

Le quatrième chapitre est consacré à la présentation de nouvelles approches de la technique de commande non linéaire dite « backstepping ». Ces approches présentent l'avantage d'une simplicité de conception et de mise en œuvre et d'une robustesse vis à vis des variations paramétriques. Par la suite nous étudions une comparaison entre la commande vectorielle indirecte et Backstepping sera détaillée dans ce chapitre en précisant les avantages et les inconvénients de chaque méthode.

Nous terminons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et nous rappelons la contribution apportée à l'état de l'art, ainsi que les perspectives envisagées dans un travail futur.

Chapitre I

*Etat de l'art sur les types
de commande de la MAS*

I.1 Introduction

La machine asynchrone associée à des convertisseurs statiques, est à l'heure actuelle, la plus utilisée dans les applications industrielles à vitesse variable, où de hautes performances sont requises. Cette omniprésence est due essentiellement à l'évolution technologique considérable, notamment en matière des composants de l'électronique de puissance permettant d'avoir des convertisseurs statiques, à commutation rapide et de puissance élevée, qui assurent une maniabilité accrue de l'alimentation des machines en ondes réglables en amplitudes et en fréquences, ce qui a permis aujourd'hui de contrôler les alimentations des machines avec un degré de précision remarquable. Cela a permis ainsi de retrouver, avec la machine asynchrone, la souplesse de contrôle et la qualité de la conversion électromécanique, naturellement obtenues jusqu'alors avec la machine à courant continu [5].

Le moteur asynchrone est considéré dans plusieurs applications comme étant la meilleure solution. À ce jour, en Europe et en Amérique les trains à grande vitesse (TGV) de nouvelle génération utilisent ce type d'actionneur (Eurostar, l'American Fly, ...etc.). Le moteur asynchrone peut intéresser également tout type d'applications utilisant des moteurs électriques (téléphériques, ascenseurs, élévateurs, ...) [6].

I.2 Techniques de Commande des machines asynchrones

La machine asynchrone a un intérêt majeur, par rapport aux autres machines électriques, par ses qualités de robustesse et de faible coût de fabrication et d'entretien. De plus, elle est utilisable dans des régimes de fonctionnement très variés grâce à l'évolution de la micro-électronique et de l'électronique de puissance, et donc l'ajustement au mieux de la tension d'alimentation de manière à répondre aux variations de consigne de vitesse et de couple de charge[5].

En ce qui concerne les lois de commande adoptées dans l'industrie, on peut en distinguer deux catégories selon le modèle utilisé lors de leur conception appropriée, à savoir :

- Les commandes scalaires, basées sur un modèle à une seule phase.
- Les commandes vectorielles, utilisant un modèle vectoriel triphasé.

Par la suite, plusieurs techniques de commandes non linéaires ont été étudiées pour piloter la machine asynchrone. Elles ont été développées afin de remplacer la commande vectorielle, tout en assurant à la fois une commande séparée du flux et du couple et une bonne robustesse vis à vis des variations paramétriques. Parmi les techniques appliquées à la commande de la machine asynchrone, on peut citer :

I.2.1 Commande scalaire

La commande scalaire, permet de contrôler le couple en régime permanent avec le maintien du flux dans la machine à une valeur fixe. Ce type de contrôle convient surtout à des performances moyennes de fonctionnement de la machine asynchrone.

Cette commande est malgré ses inconvénients vis-à-vis ses performances, très utilisée dans l'industrie car elle est favorisée par sa simplicité et son coût plutôt raisonnable. Néanmoins, il existe dans la littérature des travaux qui visent à son amélioration en utilisant des techniques modernes telles que l'optimisation des régulateurs par logique floue, ou par l'adjonction d'algorithme stabilisant, tout en restant simples à mettre en œuvre[7-9].

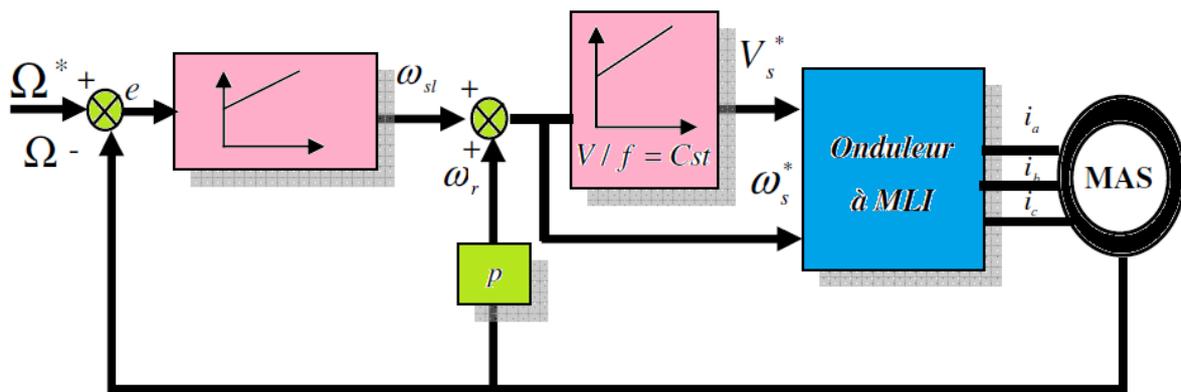


Figure I.1 : Structure générale de la commande scalaire.[10]

I.2.2 Commande vectorielle par orientation de flux (FOC)

Les origines de la FOC viennent de l'Allemagne, Hannakam est l'un des premiers qui a mis au point un modèle dynamique de la MAS par un ordinateur analogique en 1959. C'est alors qu'en 1964, Pfaff a étudié le comportement dynamique de la MAS avec une alimentation à fréquence variable. Ces publications en conjonction avec ceux de Kovacs et Racz, sont devenues les piliers du concept de la commande vectorielle indirecte (IFOC) présenté par Hasse en 1968. Par la suite, en 1971 Blaschke a développé la commande vectorielle directe (DFOC) dans les laboratoires de Siemens. Ces deux méthodes proposent une orientation alignée au vecteur du flux rotorique. Elle a été commercialisée par la société Siemens au début des années 80 [11].

La commande vectorielle par orientation de flux (FOC), avec ses deux formes, directe DFOC et indirecte IRFOC, a été présentée au début des années 70 par F. Blaschke, elle est basée sur une orientation du repère tournant tels que l'axe d soit confondu avec la direction de

φ_r , pour but d'avoir un découplage entre le flux et le couple de la MAS, On retrouve ainsi l'une des caractéristiques intrinsèques de la machine à courant continu, à savoir la linéarité du couple dû à l'orthogonalité des vecteurs flux inducteur et courant d'induit [12].

Le principe de la FOC repose sur le fait que le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée. Les courants instantanés statoriques sont transformés dans un repère tournant aligné au vecteur du flux rotorique, statorique, ou celui de l'entrefer, afin de produire deux composantes du courant, selon l'axe d (composante qui contrôle le flux), et celle de l'axe q (composante qui contrôle le couple) [7].

Et cela revient à la simplicité de l'implémentation du fait qu'elle ne nécessite pas de capteur de flux comme la première. Hélas, cette approche présente l'inconvénient d'être très sensible aux variations paramétriques, et par conséquent manque de robustesse, notamment vis à vis de la variation de la résistance rotorique. Comme cette résistance est liée directement à l'évaluation de l'angle d'orientation du flux, une légère variation de celle-ci entraîne une erreur au niveau de l'orientation du référentiel tournant ainsi que des conséquences sur le découplage [11].

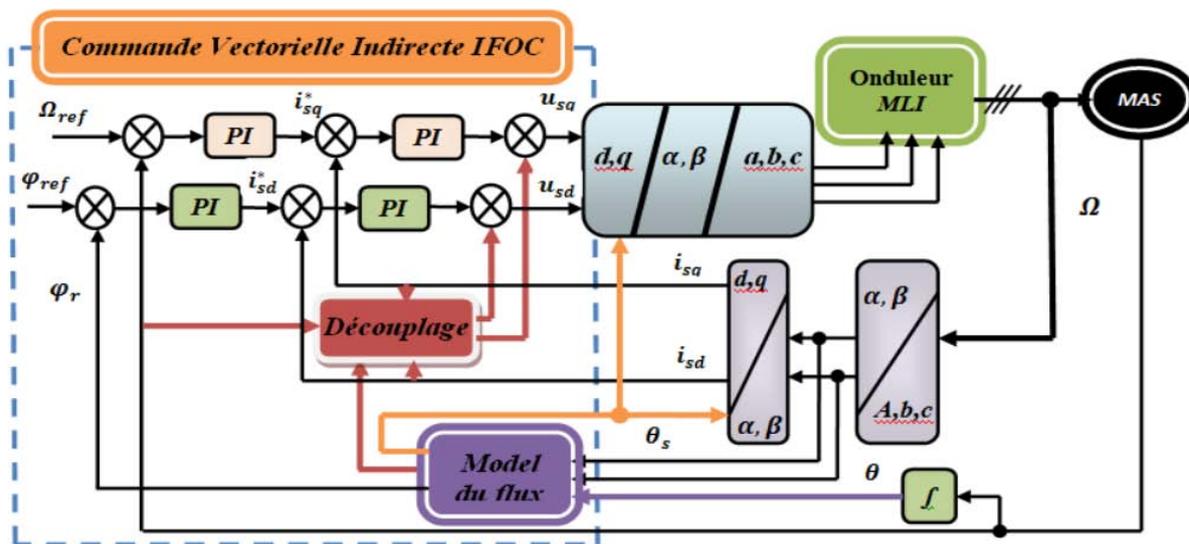


Figure I.2 : Structure générale de la commande vectorielle indirecte [10].

I.2.3 Commande direct du couple (DTC)

Dans les années récentes beaucoup d'études ont été développées afin de trouver des solutions pour la commande de la machine à induction ayant pour but d'avoir une réponse

précise est rapide du couple, et réduire la complexité de la commande vectorielle à flux orienté. L'introduction de la commande directe du couple et du flux abrégé DTC par Takahashi (DTC) et Depenbroak (DSC) au milieu des années quatre-vingt a été reconnue en tant que solution viable pour réaliser ces conditions. La commande DTC a ouvert un nouvel horizon dans le domaine de la commande, en effet le principe de cette méthode est de contrôler le couple et le flux de la machine directement, cela est réalisé à travers des comparateurs à hystérésis qui comparent les valeurs de références avec celles estimées, puis commande directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs de couple et de flux dans les limites de la bande d'hystérésis. Sans passer par des calculs rigoureux de transformation entre repères, et moins de régulateurs jugés trop sensibles aux variations des paramètres ni le besoin de générateur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) ou (PWM en anglais). Ce qui conduit à une réponse dynamique beaucoup plus intéressante comparée avec la technique FOC. Quand le flux est hors de la bande d'hystérésis, la fréquence de l'onduleur change et le flux prend un chemin optimal vers la valeur désirée, ceci est la cause du principal inconvénient de la DTC qui est l'ondulation que présente le couple, le flux, et le courant en régime permanent, ceux-ci sont reflétés sur l'estimation de la vitesse et sa réponse, et aussi se traduisent par des bruits acoustiques accrus.

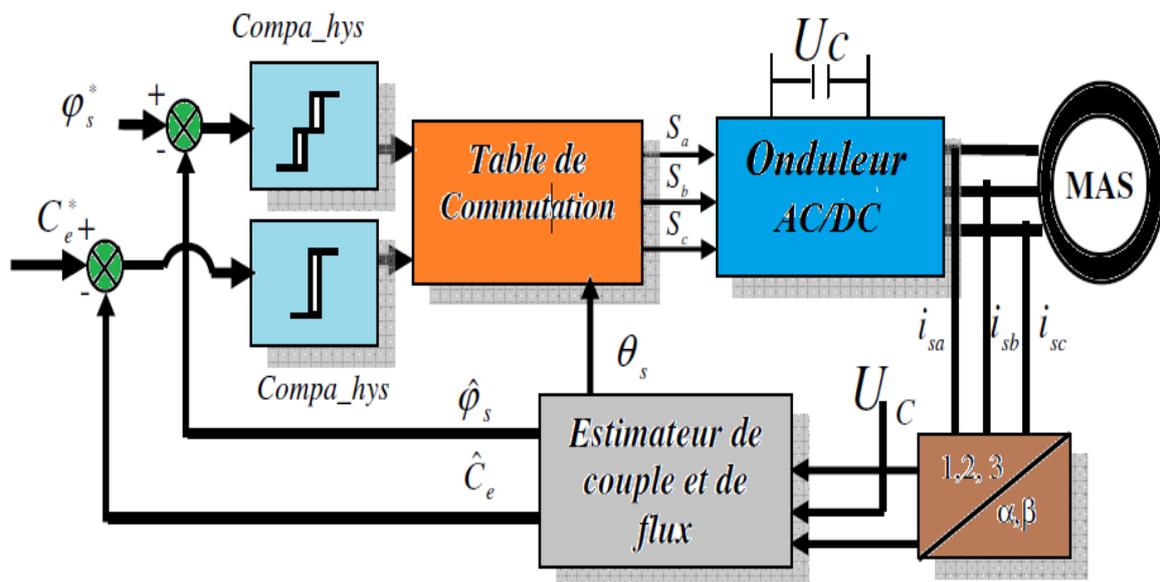


Figure I.3 : Structure générale de la commande DTC [10].

I.2.4 Commande par mode glissant

La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se

base sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété de glissement (ou hyper surface), dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées.

Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations provoqués par les commutations de la commande donnant naissance à un phénomène de broutement (Chattering) et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations telles que l'augmentation de la fréquence de commutation, la commande continue dans une bande autour de la surface de glissement ou la décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et une commande discontinue de haute fréquence.

L'idée de base de la commande par régime glissant est premièrement d'attirer les états du système dans une région convenablement sélectionnée, puis de concevoir une loi de commande qui maintiendra toujours le système dans cette région. En résumé, une commande par régime glissant est divisée en trois parties:

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

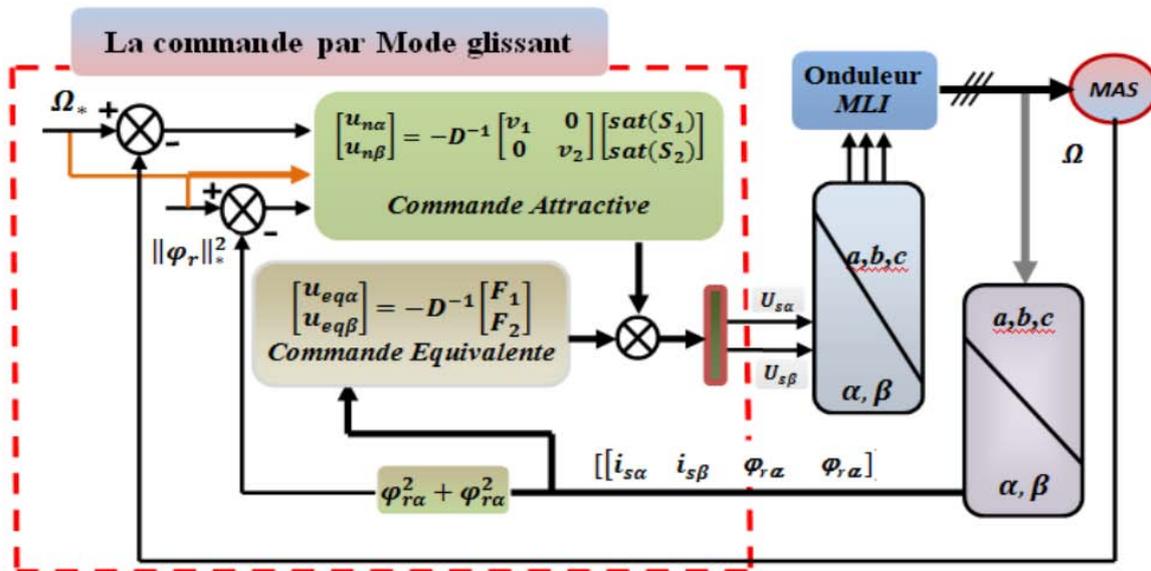


Figure I.4 : Structure générale de la commande par mode glissant [10].

I.2.5 Commande Backstepping

La plupart des systèmes physiques qui nous entourent sont non linéaires. Bien souvent, ces non linéarités sont faibles ou ne sont pas visibles sur la plage d'opérations de ces procédés. Le souci constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises qui permettent de répondre sur une plus large plage d'opérations. C'est à ce moment que les non linéarités se font sentir et rendent les outils d'analyse et/ou de synthèse des lois de commande, utilisés dans le domaine linéaire, anciens et absolument incapables de rendre compte de certains phénomènes. C'est pourquoi, depuis quelques années, beaucoup de recherches ont été effectuées dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires [13]. Pour cela, la technique du Backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine.

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.

Comme le montre la figure (I.5) afin de garantir de bonnes performances tout en assurant une régulation et une limitation des courants.

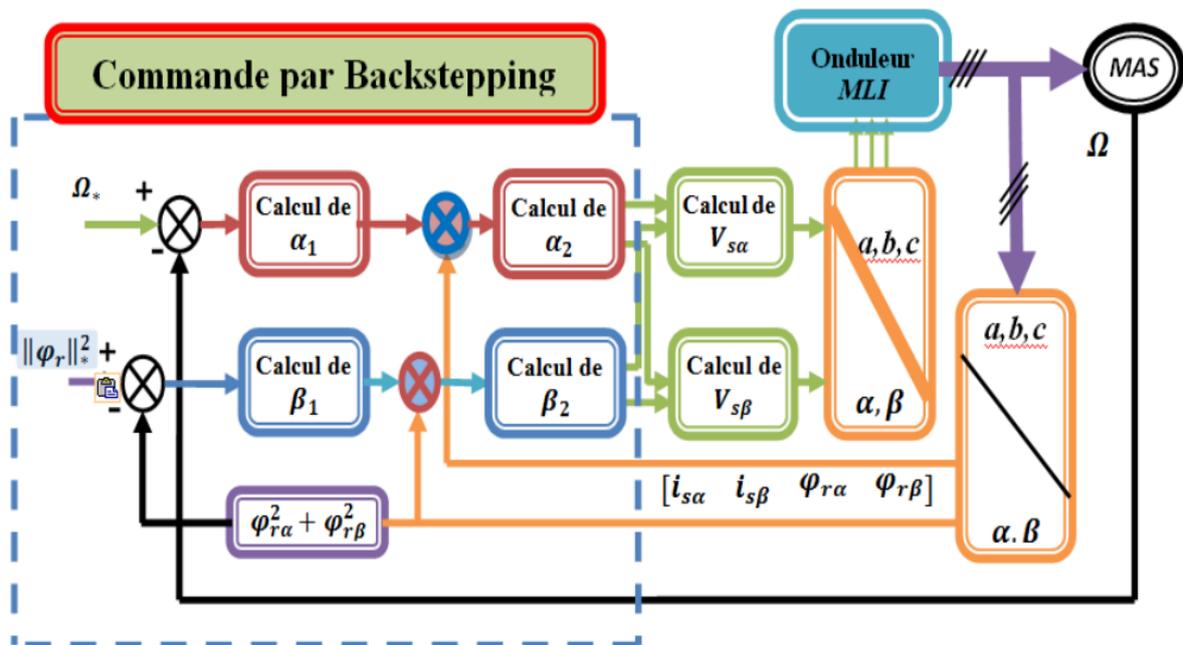


Figure I.5 : Structure général de la commande par Backstepping [10].

I.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons définie ainsi une brièvement, les différentes techniques de commande du moteur asynchrone.

Dans le chapitre suivant, nous allons développer plus en détail ces lois de modélisation de la machine asynchrone et l'onduleur, en expliquant des simulations réelle et virtuel à la fin dans ce chapitre.

Chapitre II

Modélisation de la Machine asynchrone et de l'onduleur

II.1 Introduction

La modélisation est une étape très importante et nécessaire, que soit pour étudier les comportements ou/et élaborer des commandes des différents types des machines (à courant continu DC ou alternatif AC).

Dans ce chapitre, nous proposons la modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant les transformations de Concordia et de Park, en se basant sur les hypothèses simplificatrices pour simplifier les calculs, nous citons les propriétés des différents repères et les équations mathématiques (électrique, magnétique et mécanique) qui gèrent la machine dans chaque repère. En suite nous décrivons l'alimentation qui sera délivrée par l'onduleur de tension, contrôle par la stratégie dite MLI (Modulation par la Largeur d'Impulsion, PWM Pulse Width Modulation en anglais). Puis nous effectuons la simulation pour valider le système onduleur-commande-machine, et étudier le comportement du système dans les deux modes de fonctionnement (à vide et en charge). Finalement, nous présenterons les résultats de simulation de la MAS alimentée directement par le réseau triphasé et par l'onduleur.

II.2 Présentation de la machine asynchrone à cage d'écureuil

II.2.1 Constitution de la machine asynchrone

La Machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- Stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- Organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

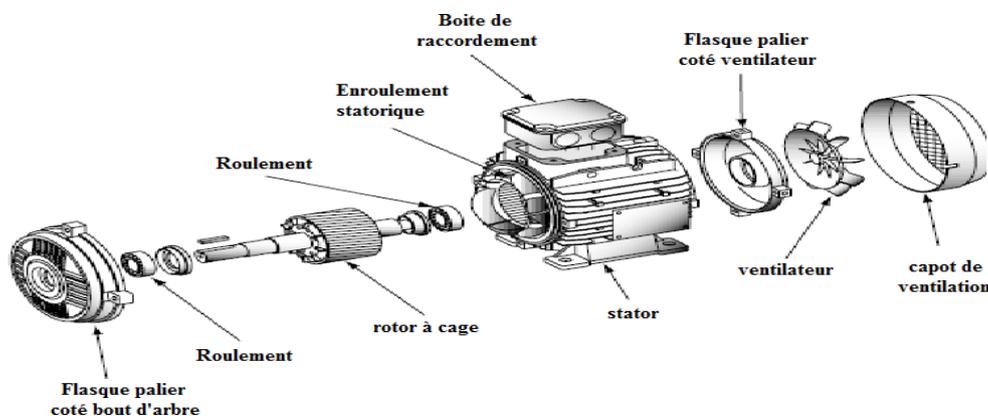


Figure II.1 : Représentation de la construction de moteur « à cage d'écureuil ».

II.2.1.1 Stator

Le stator d'un moteur asynchrone est constitué de 3 enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de $2\pi/3$ qui sont alimentés par un système de tensions équilibrées.

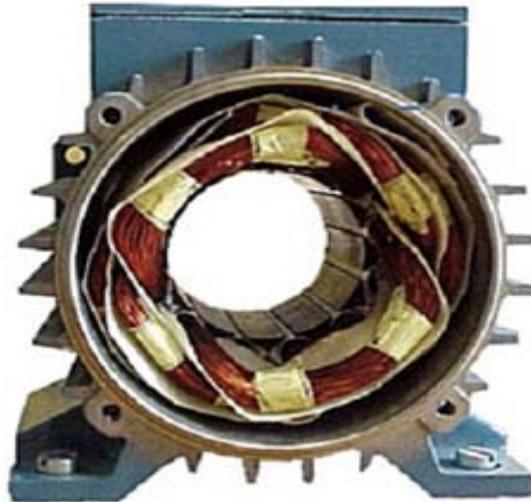


Figure II.2 : Stator de la MAS

II.2.1.2 Rotor

Le rotor du moteur supporte un bobinage semblable à celle du stator, bobinage triphasé décalés de $2\pi/3$ à même nombre de pôles que celle du stator. Ces 3 bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux-mêmes. Ce type de rotor est dit bobiné mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.



Figure II.3 : Rotor à cage

II.2.1.3 Organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation [14].

II.2.2 Principe de fonctionnement

Les trois enroulements statoriques alimentés par un réseau triphasé équilibré créent dans l'entrefer un champ magnétique tournant à la fréquence de rotation de synchronisme n_s . Les conducteurs du rotor sont soumis à ce champ tournant. Ils sont alors traversés par des courants de Foucault induits d'après la loi de Lenz ("les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur donnent naissance"). Les enroulements du rotor étant en court-circuit, la circulation des courants est alors possible. Les forces de Laplace qui en résultent exercent des moments sur le rotor. Le rotor tourne alors à la fréquence de rotation n . De par son principe, la fréquence de rotation du rotor est inférieure à la fréquence de synchronisme $f_s : f < f_s$.

II.2.3 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone à cage est le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité, durée de vie très élevée, maintenance quasi inexistante (paliers...).

Tableau II.1: les avantages et inconvénients de la MAS.

Avantage	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - faible cout d'achat - faible cout d'entretien. 	<ul style="list-style-type: none"> - variation de vitesse (nécessite d'un variateur de vitesse) - la vitesse dépend de la charge.

II.3 Modélisation de la machine asynchrone

II.3.1 Hypothèses simplificatrices

Dans ce qui suit la machine asynchrone est considérée fonctionner en moteur ; ce dernier avec la répartition de ses enroulements et son organisation complexe des phénomènes difficile à contrôler qui se manifestent dedans tel la saturation, l'hystérésis, les courants de Foucault et d'autres ; alors certaines hypothèses simplificatrices négligent ces phénomènes sont à prendre en considération afin d'aboutir à des résultats suffisamment satisfaisants.

Les hypothèses simplificatrices admises dans le modèle de la machine asynchrone sont, [15, 16]:

- L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables).
- La parfaite symétrie de la machine.
- La répartition spatiale sinusoïdale des différents champs magnétique le long de l'entrefer (l'entrefer est constant).
- L'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.
- L'alimentation est réalisée par un système de tension triphasée équilibré.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température on néglige l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer [16, 17]:

- La constance des inductances propres;
- La constance des résistances statoriques et rotoriques;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

II.3.2 Modèle mathématique de la machine asynchrone

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour palier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc.

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs. Le stator est constitué de trois enroulements

répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° , les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écuriel ou formé de trois bobines. La figure (II.4) illustre la disposition des enroulements statoriques et rotoriques :

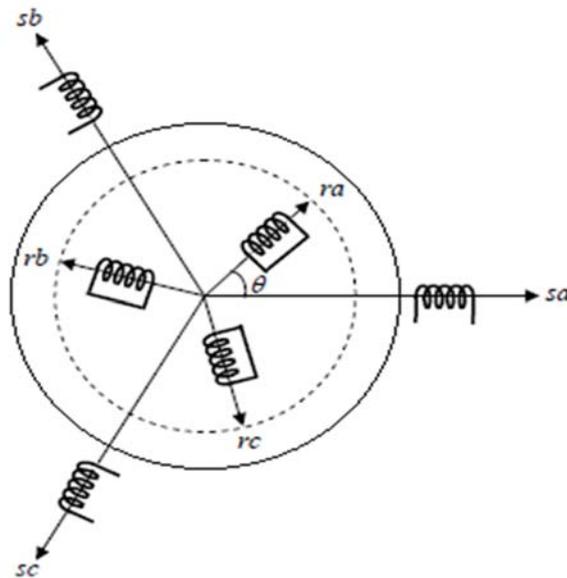


Figure II.4 : Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS

- r_a, r_b, r_c : correspondent aux trois phases de rotor,
- s_a, s_b, s_c : correspondent aux trois phases de stator,

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la figure (II.4). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes. Et θ représente l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

II.3.3 Mise en équation du moteur asynchrone

Beaucoup de représentations sont adoptées pour cette mise en équation selon le référentiel choisi pour repérer les enroulements statoriques et rotoriques. A cet effet, le comportement de la machine asynchrone peut être traduit par trois types d'équations :

- Equations électriques ;
- Equations magnétiques ;
- Equations mécaniques ;

II.3.3.1 Equations électriques

Le choix d'un modèle de représentation se fait en fonction du type de commande à réaliser. Ainsi, pour un moteur alimenté en tension, les composantes du vecteur de commande

de l'équation d'état seront des tensions. Les équations électriques du moteur asynchrone à cage d'écuriel sont celles du flux et de la tension des phases rotorique et statoriques.

La loi de Faraday et la loi d'ohm permettent de relier les tensions appliquées sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages comme suit :

$$v = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Les équations de tension dans le repère (a, b, c) :

➤ **Au stator**

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Cette écriture peut être écrite sous forme condensée comme suit :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

➤ **Au rotor**

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Cette écriture peut être écrite sous forme condensée comme suit :

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$[V_{sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$ est le vecteur des tensions statoriques ;

$[V_{rabc}] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$ est le vecteur des tensions rotoriques ;

$[i_{sabc}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$ est le vecteur des courants statoriques ;

$[\varphi_{sabc}] = [\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^T$ est le vecteur des flux statoriques ;

$[i_{rabc}] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$ est le vecteur des courants rotoriques ;

$[\varphi_{rabc}] = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T$ est le vecteur des flux rotoriques ;

II.3.3.2 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielle comme suit :

➤ **Au stator**

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Cette écriture peut être écrite sous forme condensée comme suit :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{II.7})$$

Avec

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

➤ **Au rotor**

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Cette écriture peut être écrite sous forme condensée comme suit :

$$[\varphi_{rabc}] = [L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (\text{II.9})$$

Avec

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Sachant que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = [m] \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

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

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes rotoriques et les axes statoriques qui sont choisis comme axes de références.

II.3.3.3 Equations mécaniques

Le couple électromagnétique est donné par l'expression (II.13). Pour simuler la machine, en plus des équations électriques il faut ajouter l'équation du mouvement du système:

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f_v \Omega \tag{II.13}$$

L'expression du couple électromagnétique C_{em} peut être déterminée par la relation

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix}^T \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \tag{II.14}$$

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I]^T \frac{d[L]}{d\theta} [I]$$

II.3.4 Transformation triphasée-diphasée

Le but de cette transformation est de passer d'un système triphasé(a, b, c) vers un système diphasé(α, β). Pour cet objet, on utilise deux sortes de transformations important : Park et Concordia

II.3.4.1 Transformation de Concordia

Comme le montre la figure (II.5), cette transformation permet d'écrire les équations qui décrivent le modèle du moteur asynchrone dans un repère diphasé fixe.

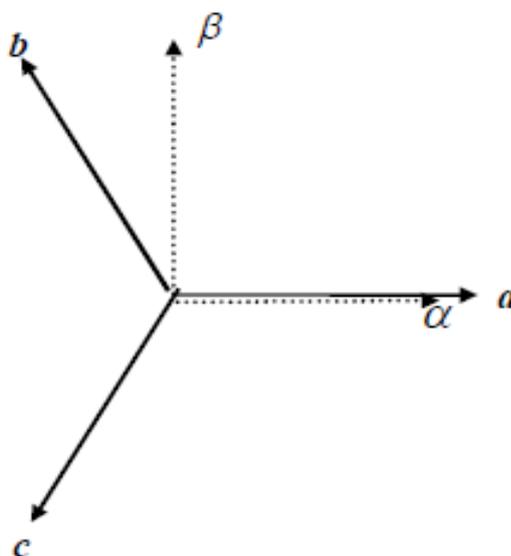


Figure II.5 : Transformation triphasée-diphasée

En effet, les grandeurs triphasés statoriques et rotoriques (a,b,c) sont écrites dans un repère diphasé(α, β) en quadrature de phase.

Nous allons utiliser dans la modélisation de la machine asynchrone la transformation de Concordia qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{II.15}$$

Avec

$$T_{(\alpha\beta 0)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

La transformée de Concordia, notée $T_{(\alpha\beta 0)}$, permet de réduire le nombre d'équations électriques de six à quatre. Le système de coordonnées est ainsi transformé en un système de coordonnées orthogonales. Ainsi, cette transformation est réalisée grâce à la matrice de transformation. Le choix d'une transformation normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie.

II.3.4.2 Transformation de Park

II.3.4.2.1 Principe de la transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère ($\alpha\beta$) puis vers le repère (dq). Le repère ($\alpha\beta$) est toujours fixe par rapport au repère (abc), par contre le repère (dq) est mobile. Il forme avec le repère fixe ($\alpha\beta$) un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park.

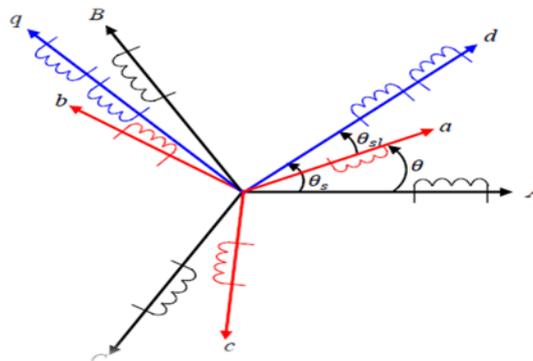


Figure II.6 : Position des axes dq par rapport aux axes des enroulements de la MAS.

La matrice $P(\theta)$ de Park est donnée sous la forme suivante :

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{II.16})$$

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

La matrice $P(\theta)^{-1}$ inverse de Park est donnée sous la forme suivante :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[X_{\alpha\beta 0}] \quad (\text{II.18})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

θ : l'angle de la transformation de Park.

II.3.4.3 Choix de repère

Pour l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable, nous avons classiquement le choix entre 3 repères : Le premier se situe sur le champ rotorique (Repère lié au rotor). Le second se situe sur le champ statorique (Repère lié au stator) et est communément appelé $(\alpha\beta)$, il voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Et le troisième est situé sur le champ tournant il voit par contre des grandeurs continues (repère lié au champ tournant) et est appelé (dq) (Figure II.7). Pour des contraintes de calcul, nous choisirons celle en (dq) situé sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent diphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [18, 19].

II.3.4.4 Choix du référentiel

Le référentiel est choisi en fonction de l'étude à réaliser. Dans la pratique il existe trois types de référentiels :

a) Référentiel lié au stator

On remplace dans le système (II.20) par $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$ et $\frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = -\omega_r$. Ce référentiel est choisi lorsqu'on étudie les variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

b) Référentiel lié au rotor

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt} (\theta_s - \theta_r) = 0$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes d'un court-circuit.

c) Référentiel lié au champ tournant

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt} (\theta_s - \theta_r) = \omega_s - \omega_r = \omega_{sl}$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné.

C'est ce référentiel que nous allons choisir parce qu'il est mieux adapté à notre étude.

II.3.5 Application de la transformation de PARK à la MAS

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan (a, b, c). Par contre, vu la complexité de ces équations, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande. Pour cela on utilise la transformation de Park qui permettra de rendre simple à les étudier [17].

L'application de la transformation de Park au modèle de la machine asynchrone, conduit à des équations exprimées dans un repère lié au champ tournant.

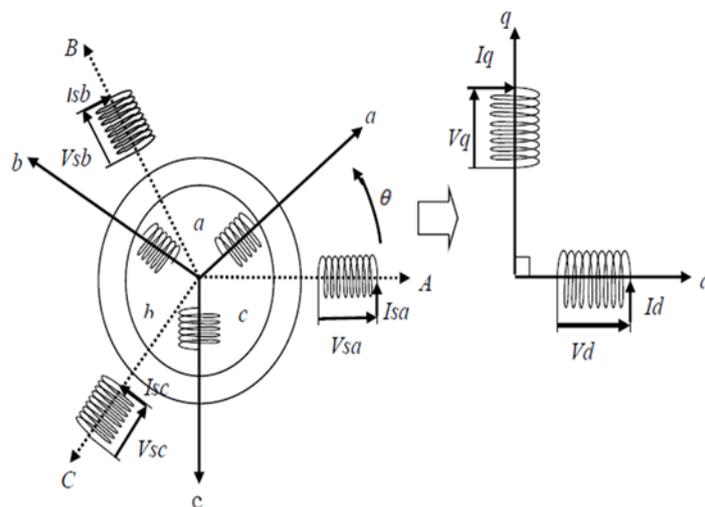


Figure II.7 : Modèle de Park de la MAS dans le repère (dq)

a. Equations électriques

La machine asynchrone peut être modélisée dans un repère diphasé (dq) par le système d'équations (II.20):

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

b. Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation (II.6) et (II.9) en suivant :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

En éliminant les flux statoriques des équations électriques :

On a:

$$\varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (\text{II.22})$$

Soit :

$$i_{sd} = \frac{\varphi_{sd}}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{rd} \quad (\text{II.23})$$

Et :

$$\varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad (\text{II.24})$$

Soit

$$i_{sq} = \frac{\varphi_{sq}}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{rq} \quad (\text{II.25})$$

Pour le Flux rotorique :

On a:

$$\varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \quad (\text{II.26})$$

Soit:

$$i_{rd} = \frac{\varphi_{rd}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sd} \quad (\text{II.27})$$

Et:

$$\varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \quad (\text{II.28})$$

Soit :

$$i_{rq} = \frac{\varphi_{rq}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (\text{II.29})$$

$$(II.27) \text{ dans } (II.22) \Rightarrow \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M \left[\frac{\varphi_{rd}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sd} \right]$$

$$\Rightarrow \varphi_{sd} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rd}$$

$$\varphi_{sd} = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_r^* L_s} \right) i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rd}$$

$$\varphi_{sd} = L_s \sigma i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} \quad (II.30)$$

$$\varphi_{sq} = L_s \sigma i_{sq} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rq} \quad (II.31)$$

De (II.20), (II.27), (II.29), (II.30), (II.31) : nous obtenons le modèle d'état suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \sigma \frac{d}{dt} i_{sd} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \omega_s (L_s \sigma i_{sq} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rq}) \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \sigma \frac{d}{dt} i_{sq} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \omega_s (L_s \sigma i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rd}) \\ 0 = -\frac{R_r M}{L_r} i_{sd} + \left[\frac{R_r}{L_r} + \frac{d}{dt} \right] \varphi_{rd} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ 0 = -\frac{R_r M}{L_r} i_{sq} + \left[\frac{R_r}{L_r} + \frac{d}{dt} \right] \varphi_{rq} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (II.32)$$

c. Equations mécaniques

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

Le couple électromagnétique C_e est alors égal à :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (II.33)$$

L'équation mécanique finale du moteur s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{JL_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_v \Omega}{J} \quad (II.34)$$

II.3.6 Représentation d'état de la Machine Asynchrone

Une représentation d'état permet de modéliser un système dynamique sous forme matricielle en utilisant des variables d'état. Cette représentation permet de donner une description plus détaillée d'un système.

a) Modèle d'état de la machine asynchrone alimentée en tension

Nous supposons que la machine est alimentée en tension sinusoïdal, les équations différentielles (II-32), (II-34) décrivent d'une manière générale le fonctionnement de la machine et permettent de concevoir une représentation d'état alors le modèle de la machine est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rd} - \frac{Mp\Omega}{\sigma L_s L_r} \varphi_{rq} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sq} - \frac{Mp\Omega}{\sigma L_s L_r} \varphi_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rq} - \omega_s i_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \left(\frac{1}{T_r}\right) \varphi_{dq} + \omega_d \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - \left(\frac{1}{T_r}\right) \varphi_{rq} - \omega_d \varphi_{rd} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{J L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_v \Omega}{J} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Avec

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}; \quad \omega_d = \frac{M}{T_r \varphi_{rd}} i_{sq}; \quad \omega_s = \omega_d + p\Omega$$

Afin que l'orientation de flux soit effectuée nous supposons les conditions suivantes :

$$\varphi_{rq} = 0; \quad \varphi_{rd} = \varphi_r$$

Par conséquent, nous obtenons le modèle réduit de la MAS qui s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \frac{Mp\Omega}{\sigma L_s L_r} \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{J L_r} \varphi_r i_{sq} - \frac{f_v \Omega}{J} - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

b) Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant

La représentation d'état de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant peut se mettre sous la forme:

$$[X]^* = [A]. [X] + [B]. [U] \quad (\text{II.37})$$

$$[A]. [X] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & -\frac{Mp\Omega}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \frac{Mp\Omega}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_d \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_d & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (II.38)$$

$$[B]. [U] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (II.39)$$

II.4 Modélisation de l'alimentation

La modélisation de la machine asynchrone sous forme de représentation d'état fait apparaître les variables d'état nécessaires aux objectifs de commande ou d'observation. Cependant, pour une simulation correcte, il serait essentiel de prendre en considération les équations de l'onduleur, qui est un système à commutation, et de les faire intervenir dans la mise au point du modèle de la machine. L'onduleur de tension à MLI est le plus utilisé pour la commande du moteur asynchrone, pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Cependant la MLI génère des harmoniques qui créent des oscillations de couple dans les machines tournantes comme elle introduit des non-linéarités qui peuvent déstabiliser le système.

II.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Dans ce travail, on a choisi l'onduleur de tension commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). La modulation sinus-triangle a été choisie pour la génération des tensions d'alimentation du moteur asynchrone du fait que les constantes de temps des machines et des régulateurs sont très grandes devant le temps de transition d'un état à l'autre des composants semi-conducteurs.

La topologie de l'onduleur de tension alimentant la MAS est représentée sur la figure II.8.

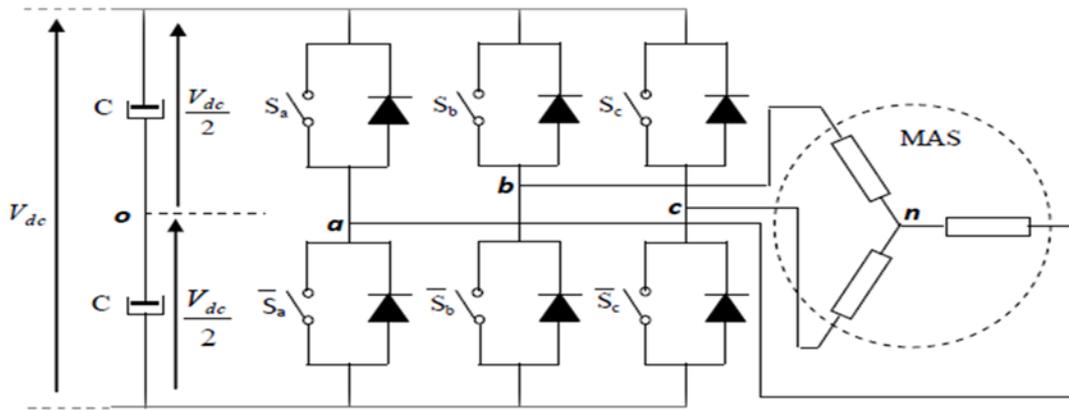


Figure II.8 : L'onduleur de tension associé à la MAS.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes

de commande S_i ($i = a, b, c$) :

- $S_i = 1$ le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0$ le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions v_{io} en fonction des signaux de commande S_i en tenant compte du point fictif "o" comme suit :

$$v_{io} = V_{dc}(S_i - 1/2) \quad (II.40)$$

Soit 'n' le point neutre du coté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées: V_{ab} , V_{bc} , et V_{ca} sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \quad (II.41)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$), on aura donc:

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (II.42)$$

En faisant apparaître le point "o", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (II.43)$$

En remplaçant (II.42) dans (II.43) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

À partir des relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} - v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} - v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} - v_{no} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et o :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{II.46})$$

L'utilisation de l'expression permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

II.4.2 Commande par modulation de la largeur d'impulsion MLI

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées dont l'objectif est de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmonique possible. Le principe de cette stratégie est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur. Pour un entraînement à courant alternatif performant, on préfère une stratégie de commande évoluée [20].

II.4.3 Stratégies des MLI (stratégies triangulo-sinusoïdale)

Fondamentalement, les méthodes de modulation de largeur d'impulsion ont comme principe d'échantillonnage du signal qui contient l'information devant être transmise, et qui se nomme «signal modulant ». Cette information est ensuite convertie en une série d'impulsions dont la largeur est définie en fonction de l'amplitude du signal modulant aux instants d'échantillonnage.

Quatre catégories de M. L. I. ont été développées [21, 22].

Les modulations sinus-triangulaire effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général triangulaire, comme la montre la (Figure II.9) et qui sera utilisée en simulation pour la suite de travail.

Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutations sont calculés hors ligne pour servent à annuler certaines composantes de spectre fréquentiel.

Les modulations post calculées encore appelées M. L. I. régulières symétriques ou M. L. I. vectorielle dans lesquelles les angles de commutations sont calculés en lignes.

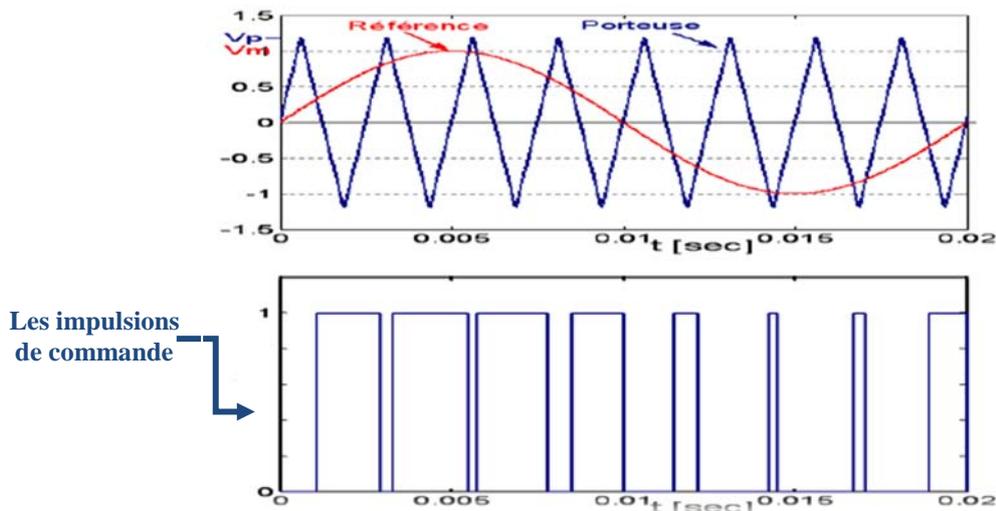


Figure II.9 : La modulation sinus triangulaire pour une phase

II.4.4 Résultats de Simulation

II.4.4.1 Schéma de simulation du moteur asynchrone

Pour étudier les phénomènes transitoires dans la machine asynchrone, on a choisi le référentiel lié au Champ tournant. Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suite:

$$V_A(t) = V_s \cdot \sqrt{2} \cos(\omega t)$$

$$V_B(t) = V_s \cdot \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_C(t) = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Les paramètres de la machine asynchrone utilisés dans ce travail sont donnés en annexe A.

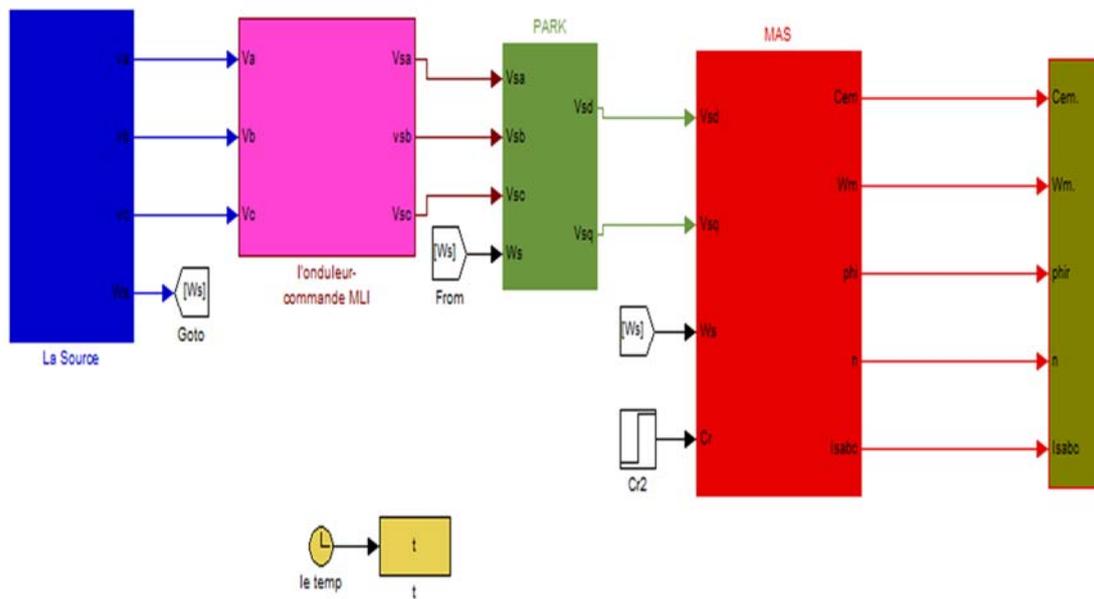
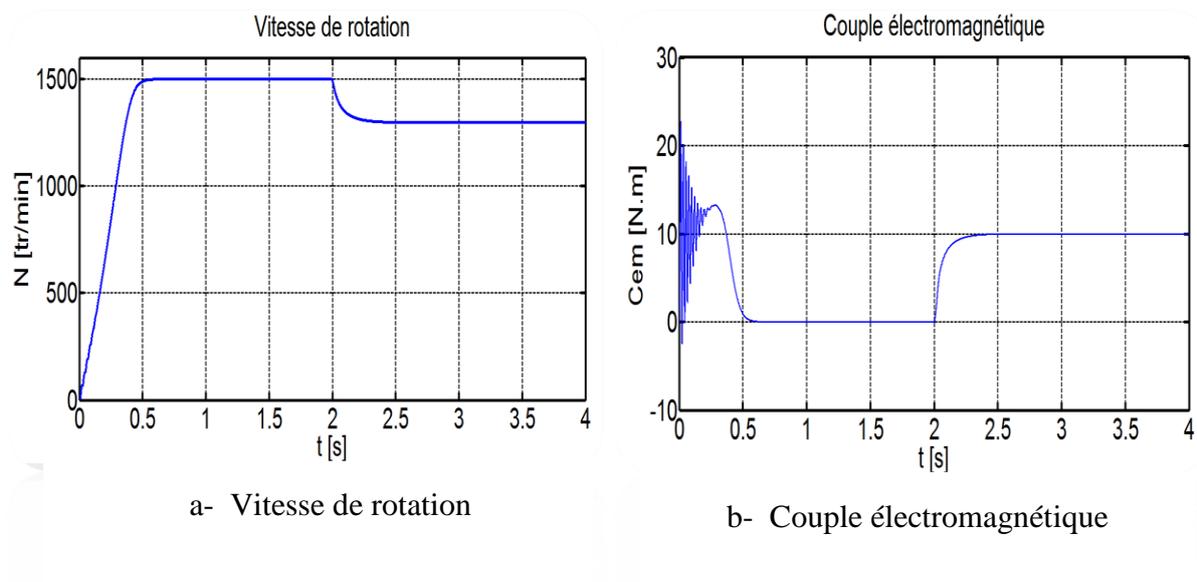


Figure II.10 : Schéma bloc de la MAS alimentée par un onduleur

II.4.4.2 Simulation de la MAS alimenté par le réseau

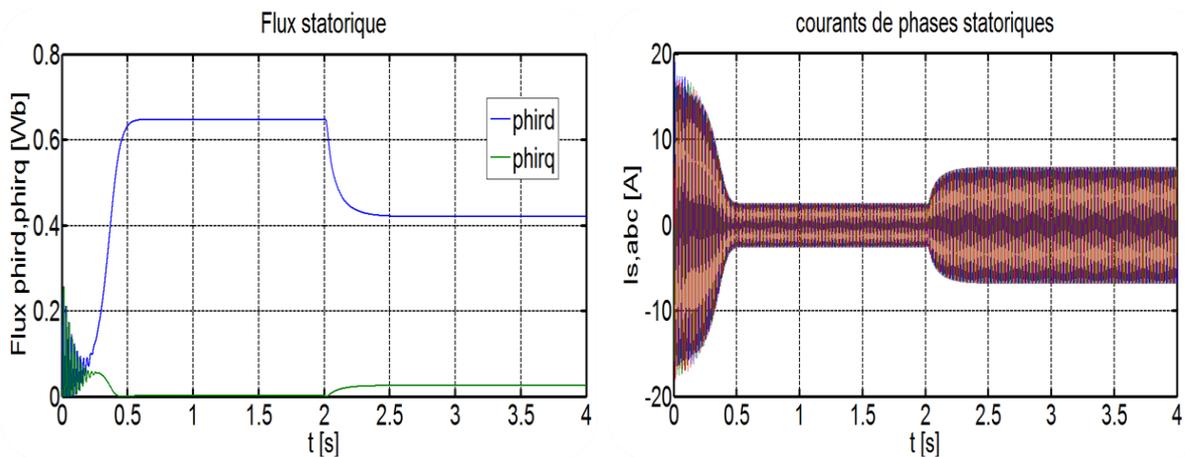
- **Fonctionnement à vide et en Charge : $Cr = 10 \text{ N.m}$ à $t = 2 \text{ s}$**

Les résultats de simulation de la figure (II.11) Présentent le démarrage de la MAS alimentée par le réseau.



a- Vitesse de rotation

b- Couple électromagnétique



c- Composantes du flux rotorique selon les axes d et q

d- Les Courants de phases statoriques

Figure II.11 : résultat de simulation de la MAS, démarrage à vide et insertion du couple résistant à $t=2s$

- **Interprétation de résultats**

A partir des résultats ci-dessus, La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage, à l’instant 0.5 s la vitesse atteint presque 1500 tr/min (vitesse de synchronisme), le moteur étant à vide. Lors de l'application d'un couple de charge de 10 Nm à $t = 2s$, une diminution permanente de la vitesse apparaît, ceci est dû au fait qu'il n'y a pas de régulation, C'est le principe du moteur asynchrone quand il fonctionne en boucle ouverte à cause du glissement (Figure II.11).

Nous remarquons qu'au démarrage à vide la machine demande un fort courant statorique de la (Figure II.11), qui dépasse 15A, puis ils se stabilisent à une valeur efficace de 2A. Après l’application de couple résistant à $t=2s$ les courants augmentent pour atteindre une valeur maximale de 7A.

Le couple électromagnétique est représenté par (Figure II.11), le couple de démarrage atteint la valeur 25Nm et Après un temps de réponse de 0.5s jusqu'à 2s il atteint sa valeur nominal (0 N.m dans le cas à vide), alors le cas de charge à l’instant $t=2s$ jusqu'a $t=4s$ le couple sera 10 Nm .

II.4.4.3 Simulation de la MAS alimenté par un l'onduleur

Les résultats de simulation de la figure (II.12) Présentent le démarrage de la MAS alimentée par un onduleur de tension. Une fois le régime permanent est atteint, nous avons appliqué une perturbation de charge ($C_r=10 \text{ Nm}$) à $t = 2\text{s}$.

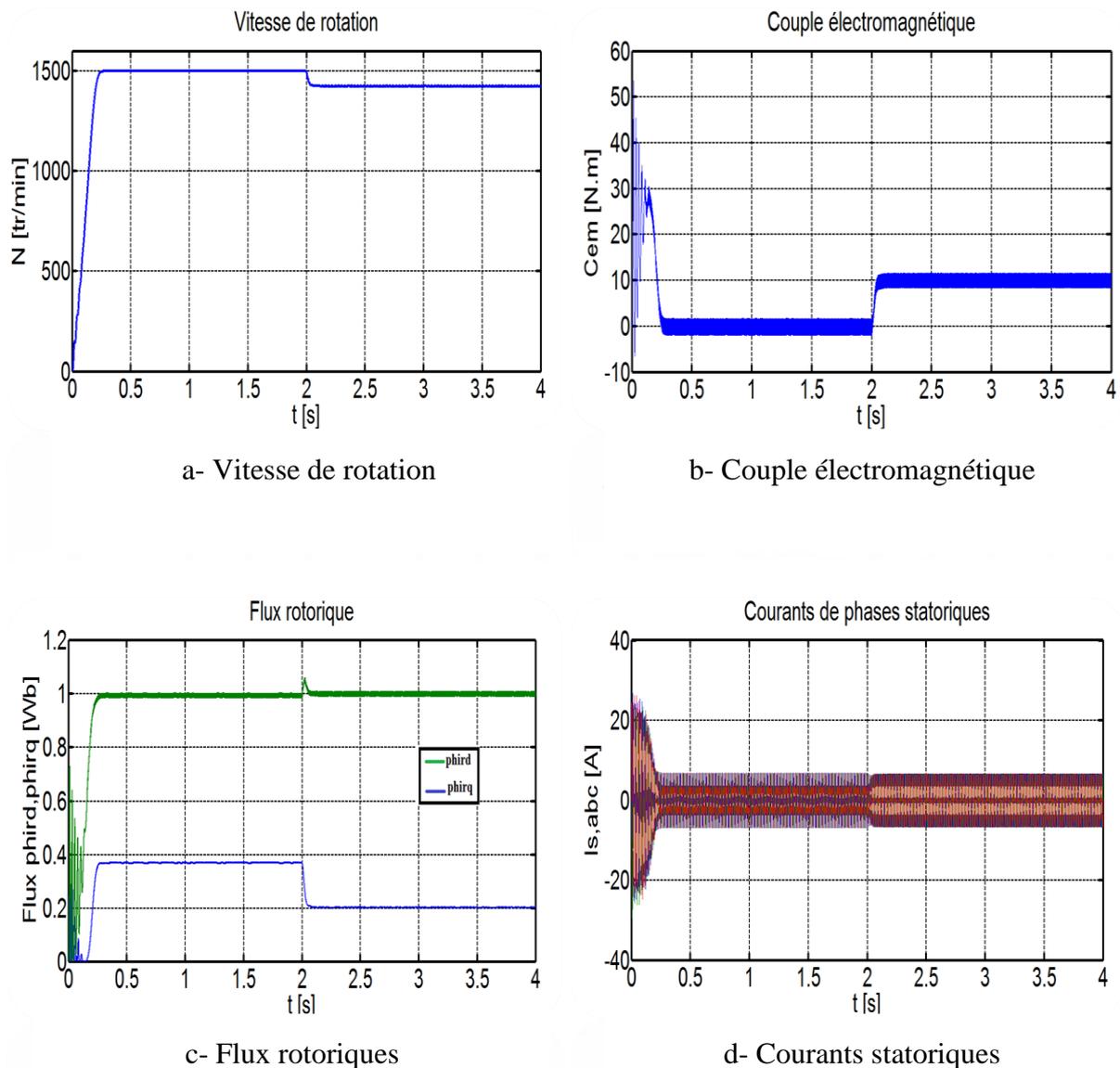


Figure II.12 : Résultats de simulation de la MAS alimenté par l'onduleur.

• **Interprétation de résultats**

On remarque que la vitesse atteint le régime permanent après un temps de 0.3s, alors que le couple électromagnétique présente des ondulations importantes au régime transitoire.

On note les oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension pendant une courte durée. Ainsi le couple monte à 50 N.m alors que le couple nominal du moteur est de

l'ordre de $10 N.m$. On remarque aussi le classique appel de courant lors de la mise sous tension du moteur.

Les courbes des deux simulations de la machine alimentée par le réseau et par l'onduleur de tension sont presque identiques aux oscillations près qui se distinguent dans les courbes de la machine alimentée par l'onduleur dues à la fréquence de commutation des interrupteurs.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, différentes approches de modélisation de la machine asynchrone ont été présentées brièvement, l'accent étant mis sur les modèles biphasés représentés dans des repères tournant et fixe. Le choix de cette représentation permet de modéliser la machine sous forme d'un modèle d'état qu'on peut utiliser pour la commande et l'observation. Le modèle d'état choisi dans ce travail pour décrire le moteur asynchrone est celui d'un système non linéaire multi-variable avec comme entrées les tensions statoriques. Le choix des sorties est lié à la nature de l'étude effectuée sur la machine. Dans le cas de la commande d'un système multi-variable, les sorties sont la vitesse rotorique et la norme du flux rotorique. Pour l'observation d'état, les sorties doivent être connues par mesure, alors les courants statoriques sont pris comme sorties.

Pour la partie qui suit, elle sera dédiée à la commande vectorielle de type indirect de la machine asynchrone (IRFOC) afin de surmonter le problème de couplage existant entre la vitesse et le flux. Par la suite, nous linéarisons chaque sous-système de notre système découplé (MAS+CVI) en introduisant la commande par retour d'état linéarisante, et cela dans le but de réguler notre système avec des régulateurs satisfaisants.

Chapitre III

Commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone

III.1 Introduction

La machine asynchrone (MAS) est une machine à courant alternatif utilisée le plus souvent comme moteur. Ce dernier soit utilisable dans des régimes de vitesse variable, il doit être commandé par un processus externe qui permette d'ajuster au mieux la tension d'alimentation de manière à répondre aux variations de consigne de vitesse et de couple de charge [19] [23] [24] [25].

Dans la machine asynchrone, le couple électromagnétique est le résultat d'une interaction entre les courants imposés dans les enroulements du stator et les courants induits dans le rotor en court-circuit. Ainsi, toute variation du couple par variation du courant statorique se traduit aussi par une évolution du flux induit dans le rotor.

Pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple, il faut, par un système de commande extérieur à la machine, réaliser un découplage entre le couple et le flux. Ce découplage des armatures statorique et rotorique de la machine est réalisé en appliquant la commande par flux orienté (commande vectorielle). Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple par orientation du flux selon l'axe direct du repère d,q.

Dans ce chapitre nous étudions et présentons le comportement de la machine asynchrone à flux rotorique orienté pour que améliorer la dynamique et statistique dans le système non linéaire, après nous décrirons la comparaison entre DFOC et IRFOC, Dans ce qui suit, nous présentons le principe de la commande vectorielle indirecte, et aussi décrirons la structure générale de la commande vectorielle indirecte de la MAS,

Pour améliorer les performances de la commande vectorielle indirecte (IRFOC) nous introduisons plusieurs combinaisons des contrôleurs classiques de type *PI*, enfin ce chapitre sera consacré à la présentation des résultats de simulation.

III.2 Commande vectorielle à flux rotorique orienté

La commande vectorielle, nommée aussi commande par orientation du flux, est certainement la stratégie de commande actuellement la plus élaborée pour les machines asynchrones. Développée par Blaschke au début des années 70, il aura toutefois fallu attendre 1980 pour voir la première réalisation pratique. Cette méthode est basée sur l'électromagnétisme: «la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ»

[26-28]. C'est en effet à partir des progrès de la Micro-électronique, et notamment des microprocesseurs puis des DSP, que la commande vectorielle a pu prendre son essor. Notons par ailleurs que la commande vectorielle impose généralement le pilotage d'un convertisseur de puissance à travers un modulateur de puissance. On parle alors de techniques de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) [1].

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, les dynamiques du flux rotorique sont linéaires d'où l'utilisation d'un simple régulateur PI pour réguler le flux. Quand les dynamiques du flux rotorique ont atteint une consigne constante, la dynamique de la vitesse devient linéaire et peut être régulée aussi par un PI [29-31].

III.3 Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

La commande par orientation du flux rotorique est connue par la commande vectorielle, est une technique de commande permettant à la machine asynchrone d'imiter la machine à courant continu. Cette commande permet la décomposition du courant statorique en deux composantes, une productrice du champ magnétique rotorique et la deuxième génératrice du couple électromagnétique.

La stratégie utilisée dans cette thèse est la commande vectorielle à orientation du flux rotorique car cette stratégie est mieux adaptée aux variations des paramètres de la machine que les deux autres types d'orientation (flux rotorique et flux statorique). Elle est basée sur l'utilisation de modèle de MAS dans le repère diphasé tournant (d, q) qui est déterminé à la première partie. Ce modèle permet un découplage des composantes du courant de flux et de couple qui permet d'avoir un contrôle linéaire sur le couple comme dans le cas d'une machine à courant continu (MCC) (figure III.1). Ainsi, en connaissant la valeur du courant dans les trois phases de la machine et en appliquant la transformation de Park pour déterminer la valeur des composantes i_d et i_q , donc on peut alors réguler selon la valeur du flux et du couple souhaitées.

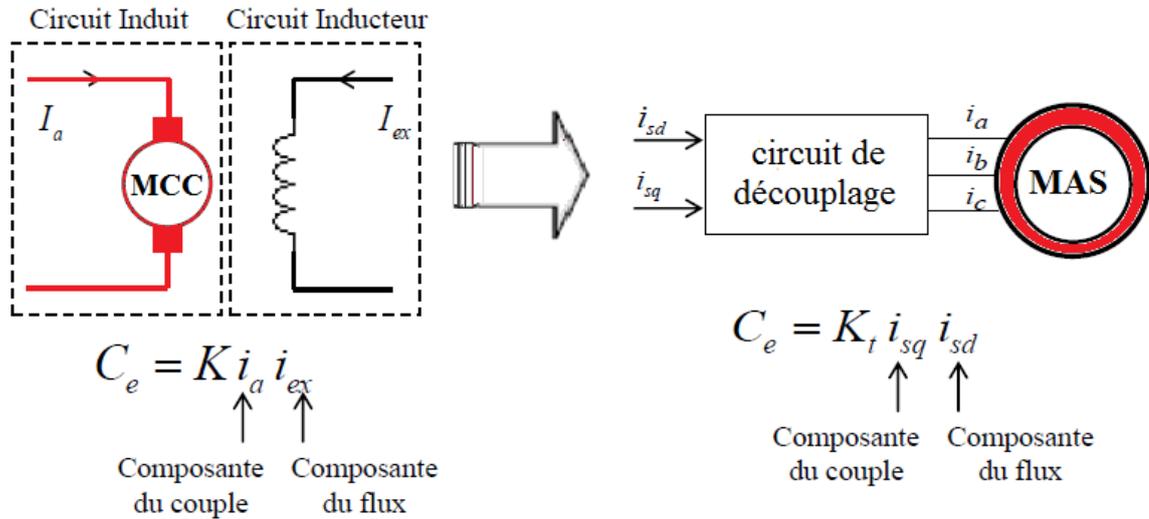


Figure III.1: Analogie de la machine asynchrone avec le moteur à courant continu.

Le couple électromagnétique d'une machine à courant continu est donné par :

$$C_e = K\phi i_a = K i_a i_{ex} \text{ Avec } \phi = L_{ind} i_{ex} \quad (\text{III.1})$$

- Le flux est contrôlé par le courant d'excitation i_{ex}
- Le couple est contrôlé par le courant d'induit i_a

Les différentes expressions du couple électromagnétique (II.33) que nous avons vu au chapitre I reposent sur une forme mathématique commune. Donc le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{III.2})$$

L'objectif de la commande vectorielle est de réaliser un découplage, c'est-à-dire :

- Le flux sera contrôlé par la composante directe du courant statorique i_{sd}
- Le couple sera contrôlé par la composante inverse du courant statorique i_{sq}

$$C_e = P \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} i_{sq} = K i_{rq} i_{sd} \quad (\text{III.3})$$

Finalement la méthode de l'orientation du flux rotorique est choisie pour sa simplicité, car l'orientation de repère de Park annule la composante quadratique du flux rotorique ($\varphi_{rq} = 0, \varphi_{rd} = \varphi_r$), Elle peut être représentée par le schéma suivant :

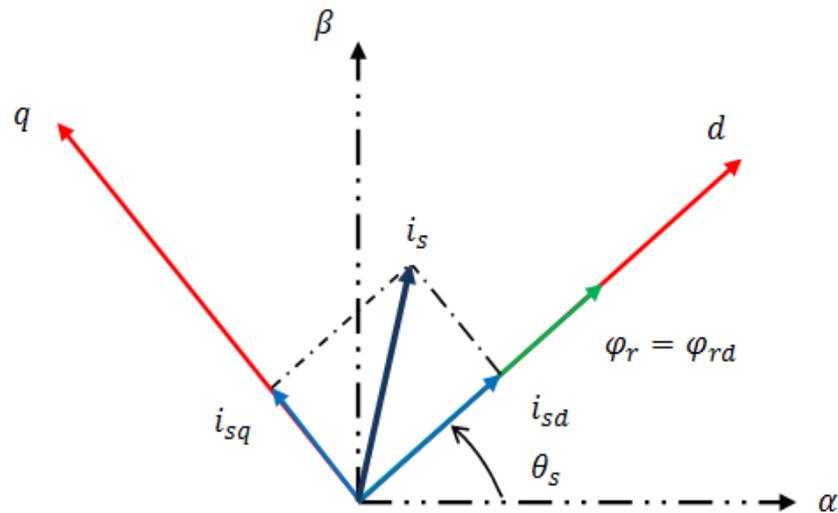


Figure III.2 : Représentation de l'orientation du repère d, q .

III.4 Types de la commande vectorielle

Les deux principales méthodes d'établissement de la commande à flux rotorique orienté sont : la méthode à contrôle direct (DFOC) qui a été développée par F.Blaschke et seconde connue par la méthode à contrôle indirect (IRFOC) développée par k.Hasse.

III.4.1 commande vectorielle directe à flux rotorique orienté (DFOC)

Dans les travaux de Blaschke, le flux rotorique est déduit à partir du flux dans l'entrefer et du courant statorique. Le flux d'entrefer est mesuré avec des sondes à effet hall logées dans le bobinage statorique. Le module du flux rotorique déduit est utilisé comme retour de la boucle de flux et l'orientation permet de ramener les composantes directe et transverse du courant au repère fixe. La commande directe ne fait pas explicitement apparaître les paramètres électriques de la machine.

Cependant, l'emplacement des sondes ou des bobines supplémentaires dans le bobinage statorique influe sur le coût de la machine et sur sa robustesse (nécessité de moteurs asynchrones spéciaux et la sensibilité des capteurs vis-à-vis de la température). Par conséquent, dans la grande majorité de cas, on fait appel à des estimateurs ou des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur.

On peut en concevoir de très nombreuses variantes selon le mode d'alimentation de la machine et le référentiel choisi [32].

III.4.2 commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)

La méthode indirecte consiste à ne pas réguler (donc ni mesuré, ni estimé) l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence φ_{rd}^* . L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence C_e^* et du flux rotorique de référence φ_{rd}^* , La méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire, le contrôle vectoriel est alors simplifié. Mais elle reste sensible vis-à-vis les variations des paramètres de la machine et en particulier de la constante de temps rotorique Tr peut poser problème en régime de survitesse [33-35], car la position du flux φ_{sq} est calculé en boucle ouverte. D'où la nécessité également d'une adaptation paramétrique [35,36]. Donc cette méthode élimine le besoin d'utiliser un capteur ou un observateur du flux d'entrefer [1].

Cette version, basée sur les équations de la machine dans le référentiel de champ tournant, permet d'estimer la position du flux rotorique. Elle présente l'avantage de ne pas nécessiter la mesure ou la reconstitution du flux mais exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette position est calculée à partir de la vitesse de la machine et d'autres grandeurs accessibles comme les courants ou les tensions statoriques. Toutefois, l'utilisation du modèle de la machine rend cette solution très sensible à la précision avec laquelle les paramètres du modèle sont connus. Ces paramètres dépendent largement des conditions de fonctionnement (saturation, échauffement, fréquence,...). En cas d'imprécision sur la détermination de ces paramètres, le découplage entre flux et couple ne sera pas assuré. La conséquence serait une dégradation des performances dynamiques et statiques [37].

III.5 Comparaison entre les commandes IRFOC et DFOC [37]:

Par la littérature déjà mentionnée, nous pouvons faire la comparaison entre les formes de base de ces deux méthodes très connues en industrie (tableau III.1)

IRFOC	DFOC
<ul style="list-style-type: none"> • Elle est simple. • Plus facile à implémenter. • Elle consiste à ne pas mesurer le flux de la machine, mais à le supposer être établi en régime permanent à la valeur désirée. • Elle n'exige pas de capteurs de flux. Donc il n'y aura pas de régulation de flux. • Méthode plus attractive et plus utilisée. • Elle peut être utilisée pour le contrôle dans les basses vitesses. • Elle comporte 3 boucles de régulation. • On devra tout de même estimer θ_s pour l'utilisation de la transformation de Park à partir du flux supposé. 	<ul style="list-style-type: none"> • Exige des capteurs de flux. • Elle est un peu couteuse. • Le contrôle vectoriel direct consiste à estimer le flux (ou le mesurer) de la machine pour pouvoir le réguler. • Le choix de θ_s de référence sera tel que la machine soit à la limite de la saturation et tel que le modèle linéaire reste valable. • Elle comporte 4 boucles de régulation. • Estimer θ_s pour l'utilisation de la transformation de Park. • On constate une très grande amélioration portée sur l'établissement du couple et, en conséquence, sur la dynamique de la vitesse, par le contrôle direct du flux par rapport à ce qui est obtenu avec un contrôle indirect.

Tableau III.1 : Comparaison entre les commandes IRFOC et DFOC

III.6 Structure de la Commande indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)

A partir d'une référence de flux et d'une référence de vitesse, le régulateur à orientation du flux calcule les deux consignes de tension V_{sd}^* et V_{sq}^* à imposer à la machine. Ces consignes sont exprimées dans le repère (d, q) et doivent, avant d'être appliquées à l'onduleur MLI à imposition de tension, être converties en grandeurs de phase (a, b et c). Pour ce faire, nous avons besoin d'opérer la transformation de PARK permettant de retrouver les trois consignes de tension dernières qui conduiront l'onduleur à MLI.

Un sommateur algébrique peut réaliser la loi d'autopilotage ou d'estimation et l'intégration de la vitesse ainsi obtenue donne l'angle de calage.

III.6.1 Mise en équation de la commande IRFOC

Rappelons que dans un repère lié au champ tournant, les équations des tensions statoriques et rotoriques de la MAS sont les suivantes:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté est basée sur l'orientation du repère tournant d'axes (d, q) , tel que l'axe d soit confondu avec la direction de φ_r .

Les équations des tensions rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rq} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Celles des flux :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \varphi_r \\ \varphi_{sq} = \sigma L_s i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Nous obtenons donc les composantes des tensions statoriques :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

III.6.2 Estimation de ω_s et de θ_s

Dans la commande IRFOC la pulsation statorique est déterminée indirectement depuis, la mesure de la vitesse mécanique et la relation suivante [39]:

À partir des équations (II.16) et (II.15) nous aurons :

$$\begin{cases} \omega_d = \frac{M}{T_r \varphi_{rd}} i_{sq} \\ \omega_s = \omega_d + p\Omega \\ \omega_s = \frac{M}{T_r \varphi_{rd}} i_{sq} + p\Omega \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Nous remarquons l'apparition de la constante de temps rotorique, qui est un paramètre influant sur les performances de cette commande.

La position θ_s , est déterminée ensuite par l'intégration de ω_s :

$$\theta_s = \int \omega_s \cdot dt$$

$$\theta_s = \int \left(\frac{M}{T_r \varphi_{rd}} i_{sq} + p\Omega \right) dt \quad (\text{III.9})$$

III.6.3 Découplage

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes monovariables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives [40].

Différentes techniques de découplage existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation, donc nous utilisons dans notre travail le découplage par compensation [29].

III.6.3.1 Découplage par compensation

La compensation a pour but de découpler les axes *d* et *q*. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

En considérant une dynamique longue du flux en basse vitesse ($\frac{d}{dt} \varphi_{rd} = 0$) par rapport aux courants [41,42], alors les équations de tensions (II-15) sont réécrites en introduisant l'opérateur de LAPLACE « S » de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = (R_s + s\sigma L_s)i_{sd} - \omega_s \\ V_{sq} = (R_s + s\sigma L_s)i_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{cases} \quad (III.10)$$

les nouvelles variables de commande V_{sd}^*, V_{sq}^* :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = (R_s + s\sigma L_s)i_{sd} = V_{sd} + \omega_s \sigma L_s i_{sq} = V_{sd} + e_{sd} \\ V_{sq}^* = (R_s + s\sigma L_s)i_{sq} = V_{sq} - \left(\omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \right) = V_{sq} - e_{sq} \end{cases} \quad (III.11)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_d = -\omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ e_q = \omega_s \left(\frac{L_m}{L_r} \varphi_r + \sigma L_s i_{sd} \right) \end{cases} \quad (III.12)$$

Ainsi donc les actions sur les axes d et q sont donc découplées comme représentés dans le schéma de la figure II.13.

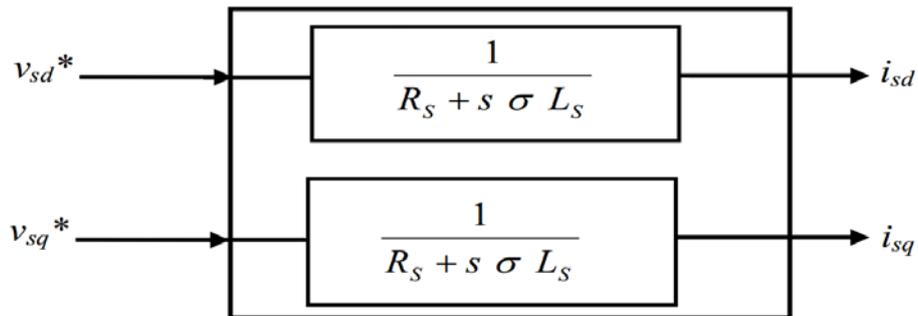


Figure III.3 : La nouvelle commande découplée.

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd}^* et V_{sq}^* :

Le schéma bloc de la figure suivante montre la méthode de compensation des termes croisés et des termes non linéaires.

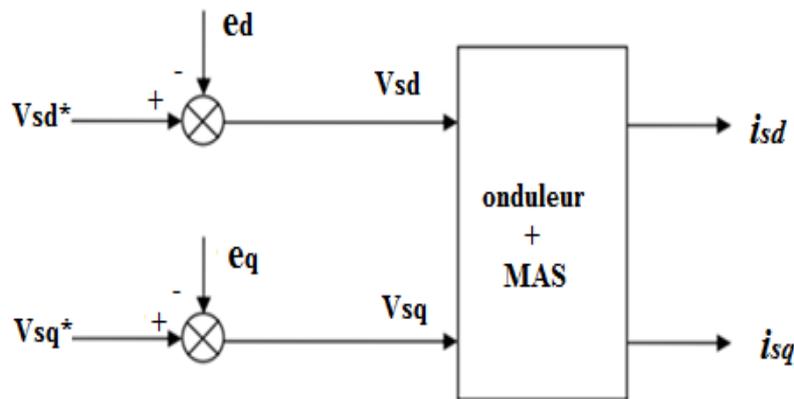


Figure III.4: Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} .

III.6.4 Bloc de défluxage

Les opérations à toutes vitesses caractérisant le fonctionnement optimal de la machine à induction sont réalisées pratiquement par un bloc de défluxage, voir figure (III.5).

Ce dernier est défini par la fonction non-linéaire suivante :

$$\begin{cases} \Phi_r = \Phi_{rnom} & \text{si } \Omega < \Omega_{nom} \\ \Phi_r = \Omega_{nom} \cdot (\Phi_{rnom} / \Omega) & \text{si } \Omega > \Omega_{nom} \end{cases}$$

Avec

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominal.

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

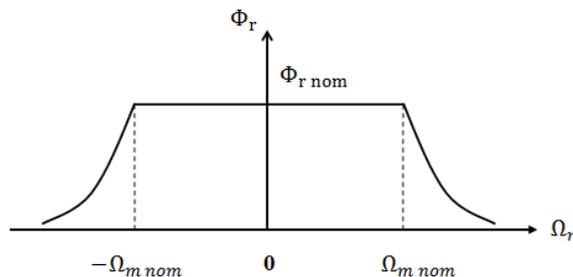


Figure III.5: Bloc de défluxage

III.6.5 Calculs des régulateurs

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle P assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent. Dans notre commande il y a trois régulateurs PI, un pour la régulation de la vitesse et deux pour les courants i_{sd} et i_{sq} .

Les détails des calculs des paramètres des régulateurs sont donnés en annexe B.

III.7 Schéma de la commande

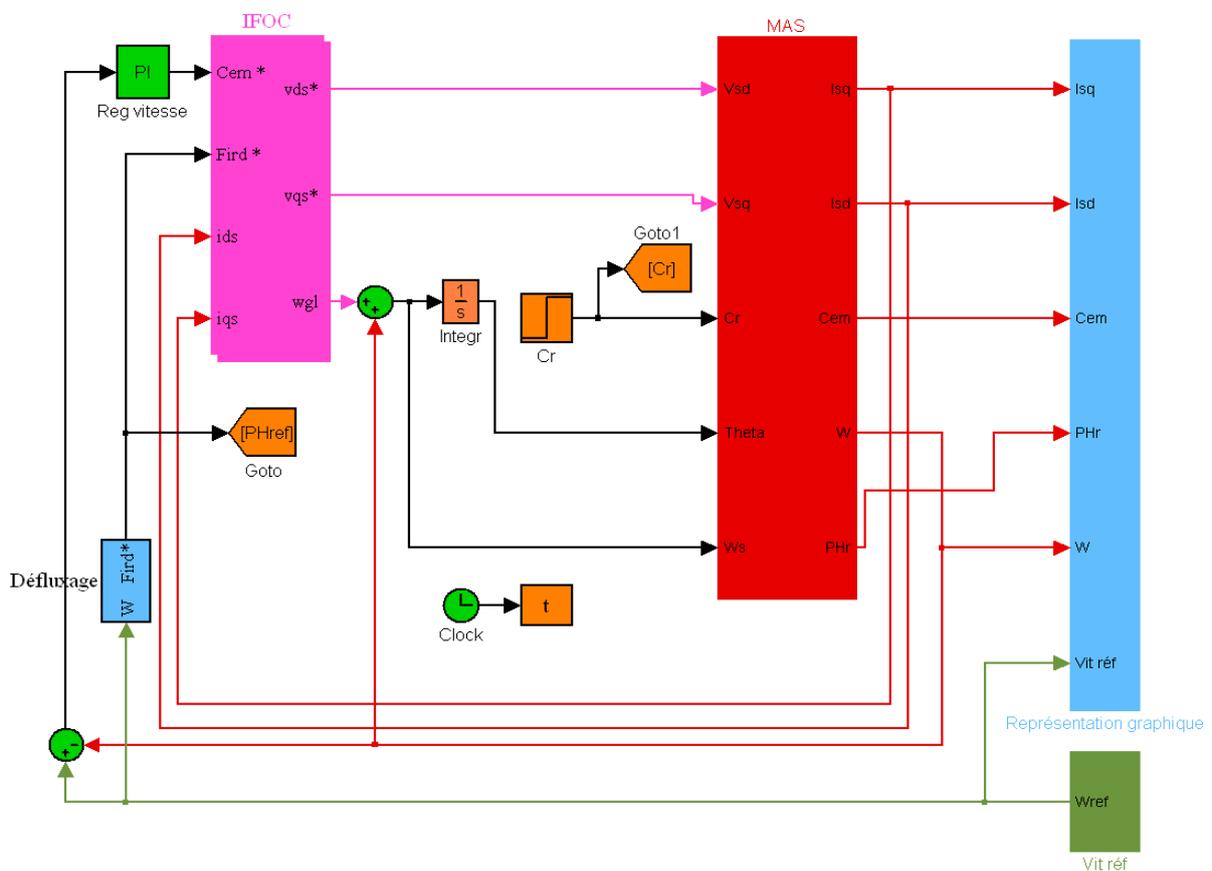


Figure III.6 : Schéma bloc final de la commande vectorielle IRFOC.

III.8 Résultat de simulation (Test de Robustesse)

Nous avons effectué des simulations de la commande vectorielle à flux rotorique orienté en tension. On impose à la machine un couple charge ($Cr = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ sec}$) et une vitesse de référence de la forme suivante :

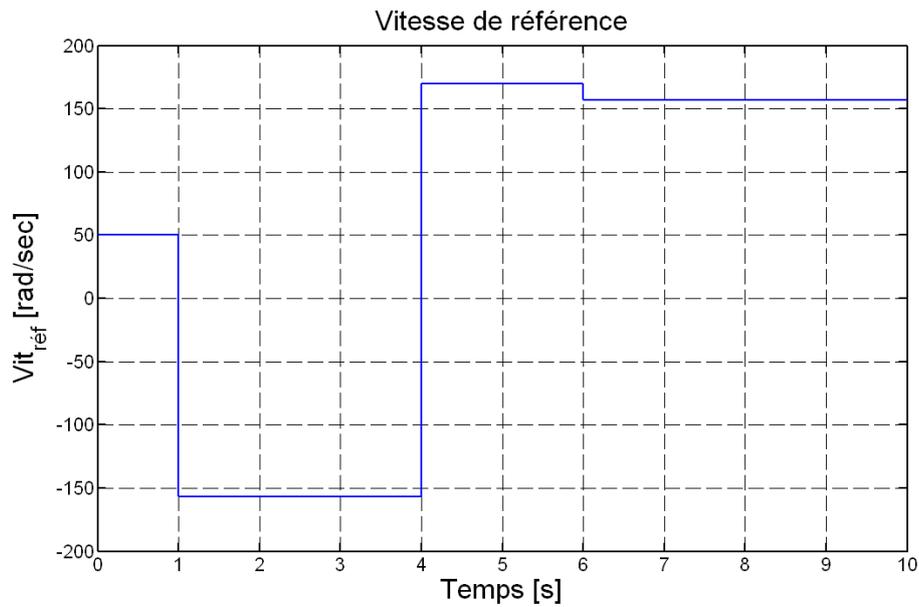


Figure III.7 : vitesse de référence.

Tableau III.2 : les paramètres de vitesse de référence.

Intervalle des temps [s]	Vitesse de réf [rad/sec]	Remarques
[0 1]	50	Basse vitesse
[1 4]	-157	Inversement du sens de rotation
[4 6]	170	survitesse
[6 10]	157	Vitesse nominal

III.8.a Test 1: Test de Robustesse avec variation et couple de charge de la vitesse:

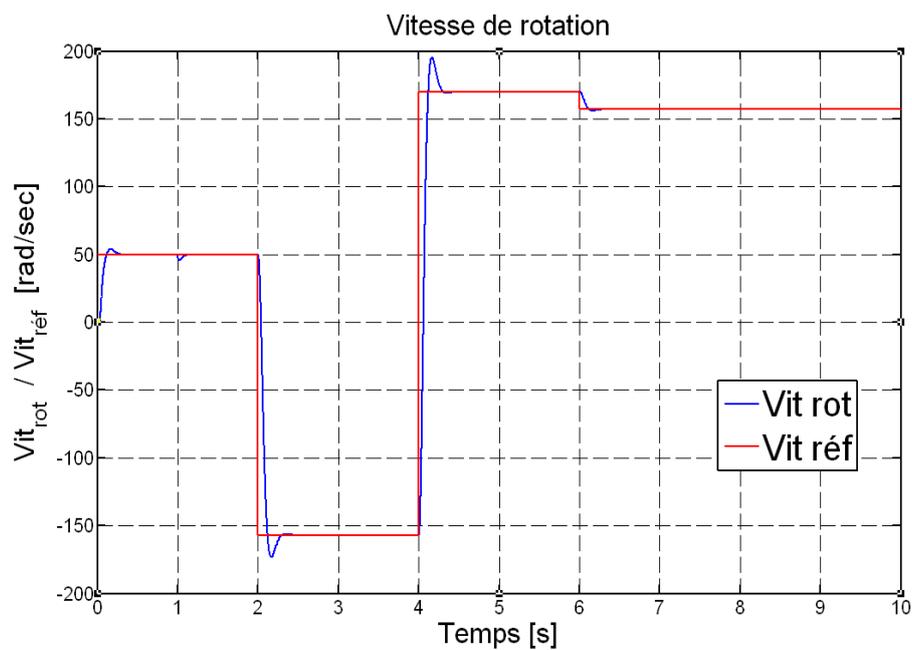


Figure III.8.a : Vitesse de rotation à vide puis en charge à $t=1s$ et inversion de consigne à $t=2s$.

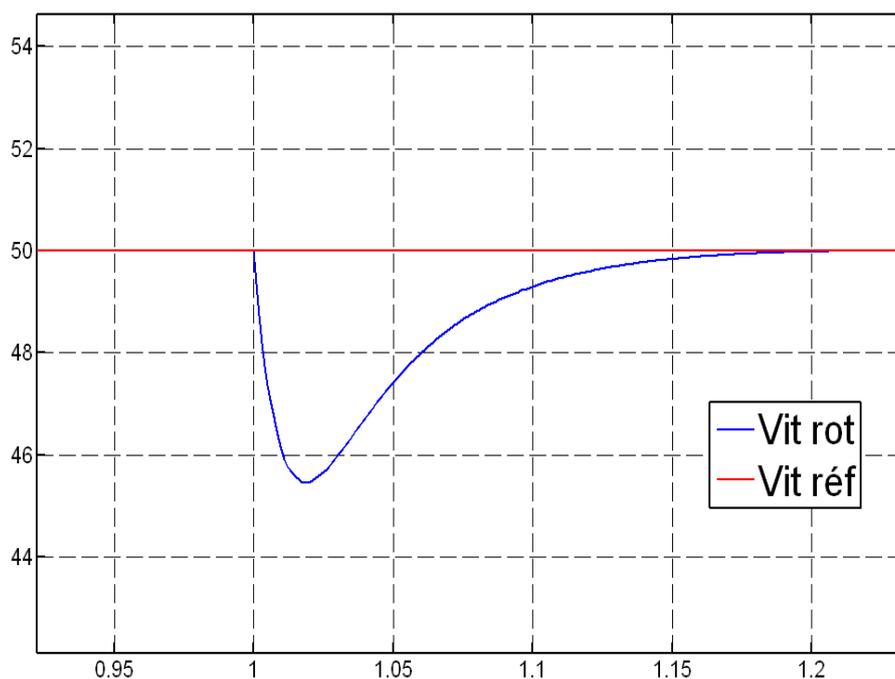


Figure III.8.b : Zoom sur l'impact de la charge.

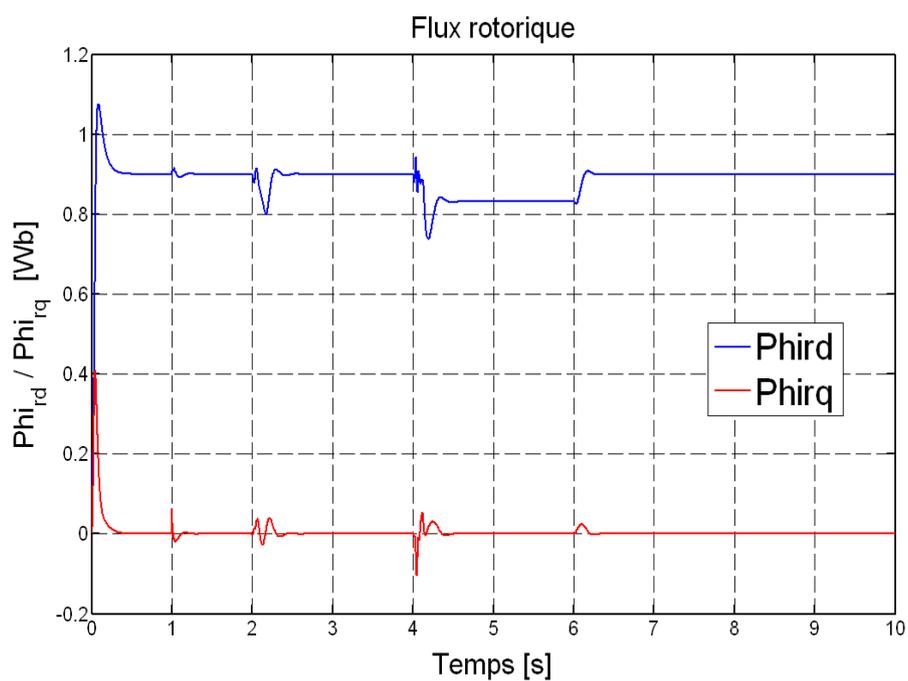


Figure III.8.c : Composants du flux rotorique selon les axes d et q.

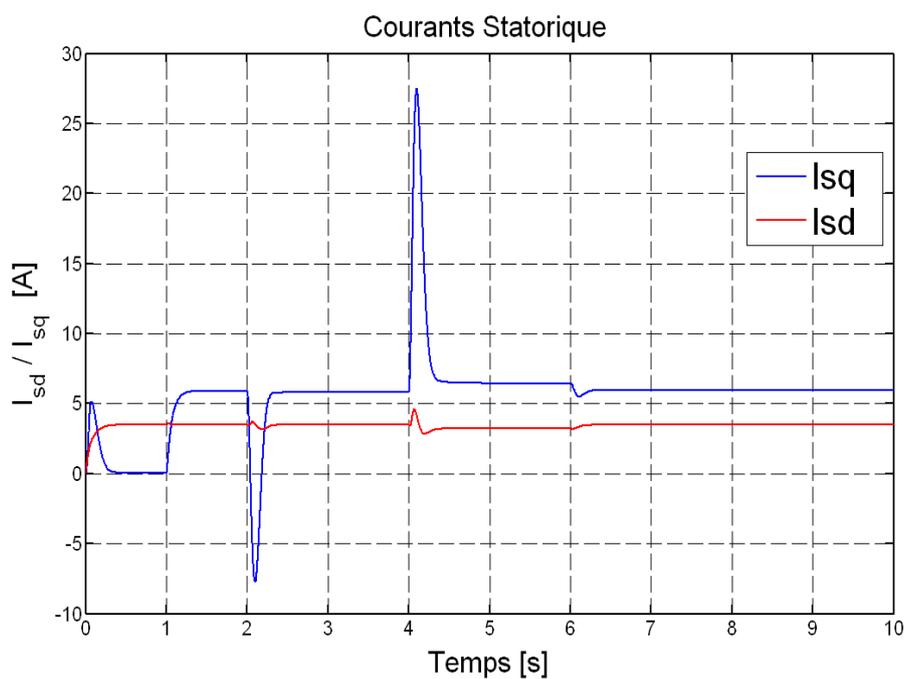


Figure III.8.d: Courants statoriques I_{sd} , I_{sq}

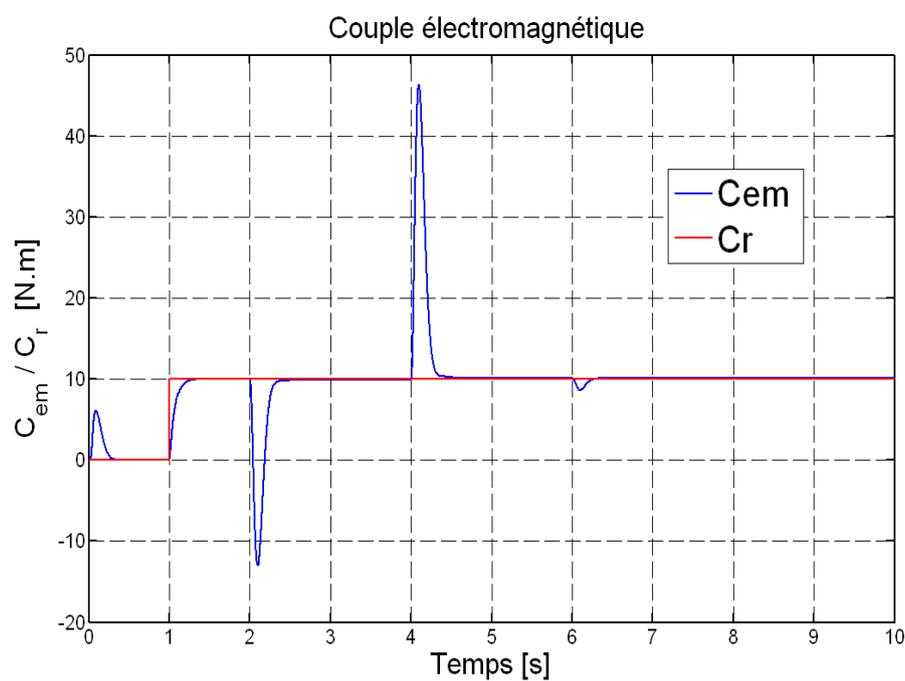


Figure III.8.e : Réponse du couple.

III.8.b Test 2, Test de robustesse avec variation paramétrique :(augmentation de R_r et R_s) :

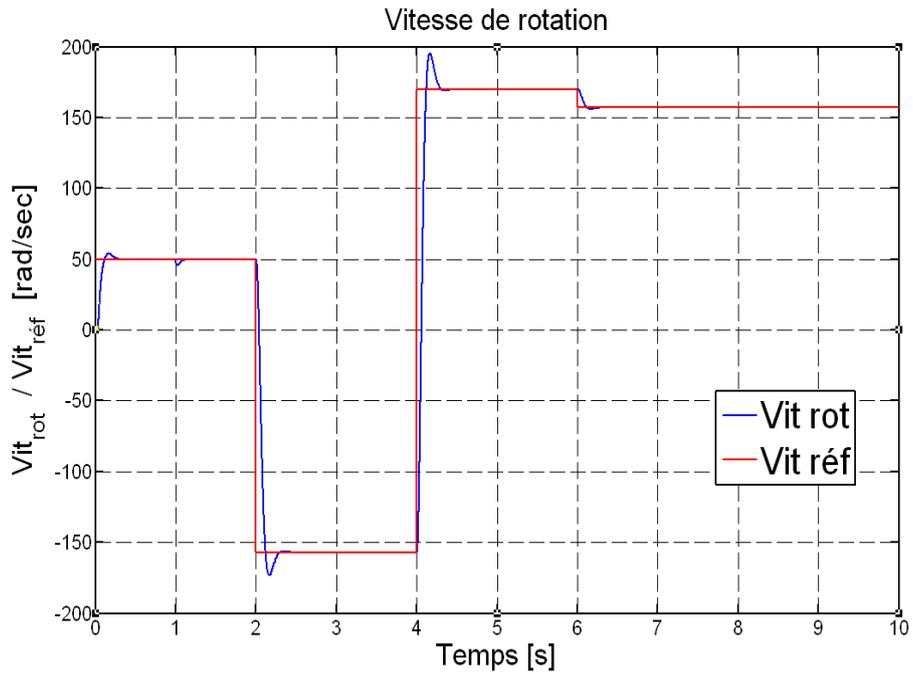


Figure III.9.a : Vitesse de rotation à vide avec variation paramétrique.

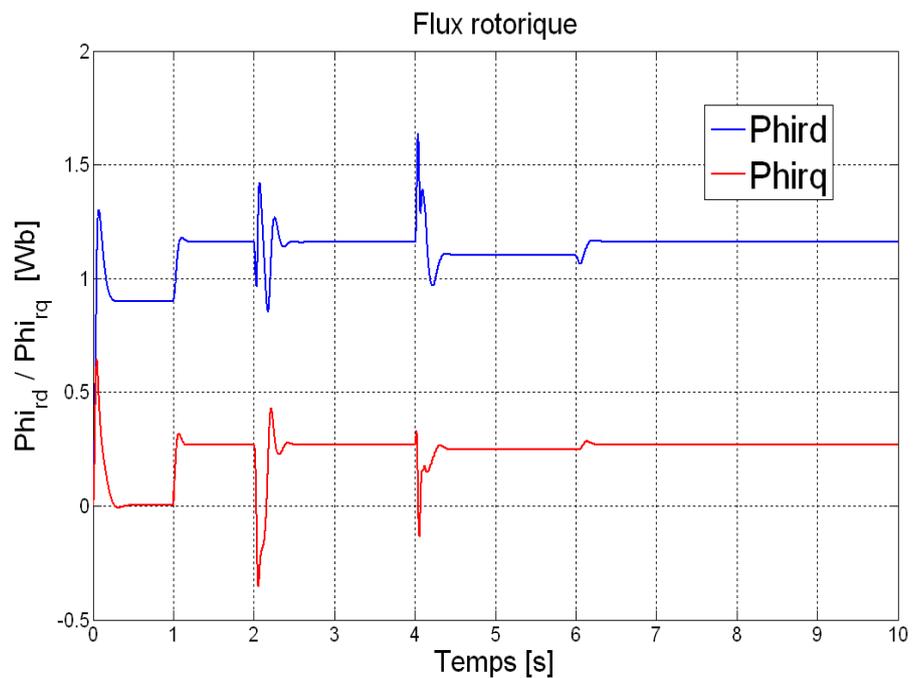


Figure III.9.b : Composants du flux rotorique selon les axes d et q.

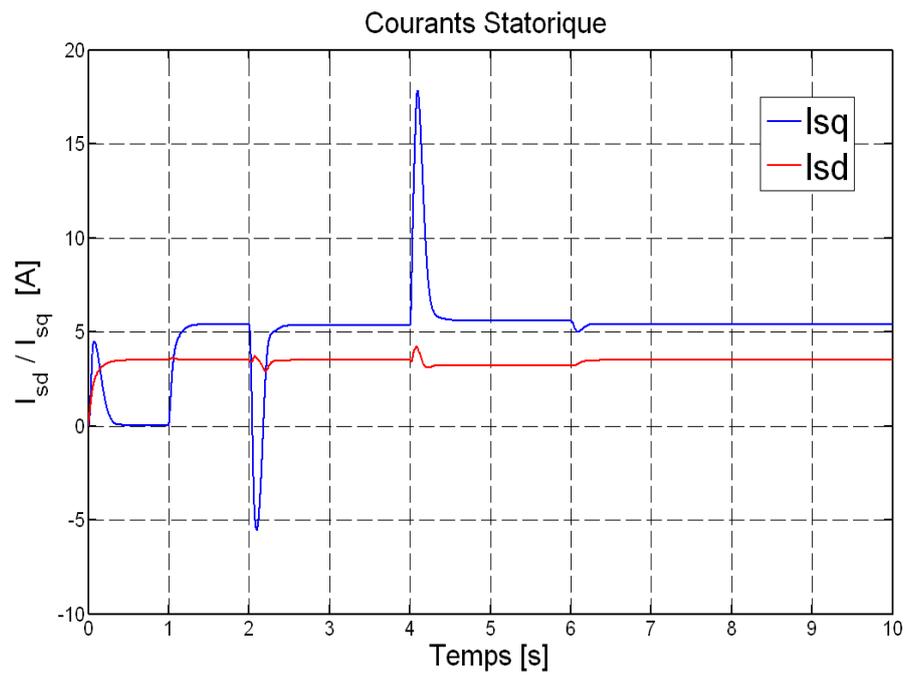


Figure III.9.c : Courants statoriques I_{sd} , I_{sq} .

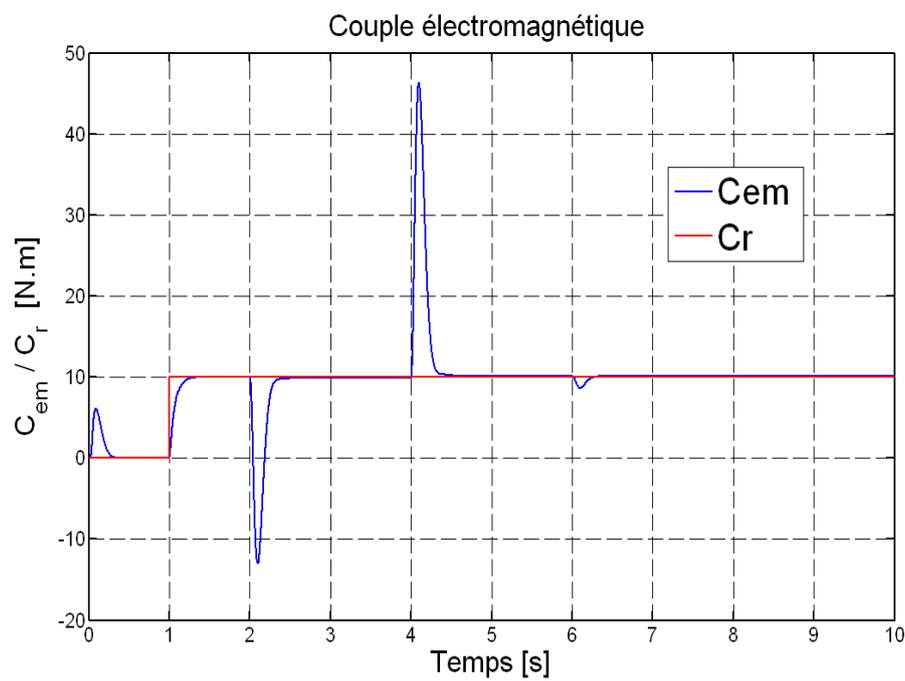


Figure III.9.d: Réponse du couple.

- **Interprétation des résultats**

La vitesse atteint la référence après chaque régime transitoire, pour quelle stabiliser à cette valeur de référence, avec un pic de 2.5 rad/sec due au retard de réponse de la commande ; après une chute de 10% due à l'introduction de la charge à $t = 1$ sec, la vitesse revient pour suivre la trajectoire imposée.

Après chaque régime transitoire, le flux tend vers sa valeur de référence de 0.952 Wb (la valeur de référence), mais présente un grand pic lors de variation de vitesse. Le couple électromagnétique présente des fluctuations indésirables aux temps de variation de vitesse, et présente ainsi un pic important ce qui influe aussi sur le courant. Le découplage est toujours assuré pour la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

A basse vitesse, le couple électromagnétique présente un pic qui atteint les (6 Nm) au démarrage, puis il s'annule. A($t=1s$) moment d'introduction de la charge, le couple tend vers la valeur du couple de charge 10 Nm pour le compenser.

Pour la commande vectorielle de la machine avec les paramètres nominaux, on constate que la vitesse s'établit au bout d'un temps de 0.3s. Pour vaincre l'inertie des masses tournantes au démarrage, la machine développe un couple de 6N.m, elle a besoin de 4.5 Ampère au niveau de la composante inverse du courant statorique, puis elle s'annule car la machine fonctionne à vide. Cependant, on a besoin de 3.5 Ampère, pour ramener le flux rotorique à sa référence, puis la composante directe du courant statorique se stabilise sur la valeur de 4 Ampère, à cause du régulateur du flux qui maintient ce dernier constant.

Lorsqu'on applique une charge ($t = 1s$) on constate que la composante inverse du courant statorique passe de zéro à 5 Ampère et cela pour développer le couple demandé. La machine prend de la vitesse puis elle se rétablit, la vitesse de la machine suit sa référence.

On suppose qu'à cause de l'échauffement du rotor et du stator, les résistances R_s et R_r passent de ses valeurs nominaux à 60% d'augmentation. On remarque que la variation des résistances rotorique et statorique engendre des augmentations au niveau du couple et la composante direct du courants statorique ainsi que la perte du découplage, en effet la composante inverse du flux rotorique n'est pas nulle.

III.8 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre une commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone par des régulateurs PI classique par la méthode de l'optimum symétrique. Cette technique a rendu la commande de la machine asynchrone semblable à celle de

la machine à courant continu à excitation séparée. Cette technique de commande est parfaite pour la machine avec des paramètres nominaux, invariables, mais elle n'est pas robuste face aux variations paramétriques.

Afin de maintenir les performances dynamiques ciblées on doit utiliser d'autres techniques de commande, parmi ces méthodes nous avons choisi la méthode de commande par Backstepping, qui fera l'objet de notre étude dans le chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande Backstepping de la machine asynchrone

IV.1 Introduction

Les lois de commande classique de type *PI* donnent de bons résultats dans le cas des systèmes non linéaires à paramètres non constants. Ces lois de commande classiques peuvent être insuffisantes et non robustes lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont exigées. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations paramétriques, aux perturbations et aux non linéarités, d'où la conception d'un contrôleur pour un tel système peut souvent s'avérer une tâche difficile voire impossible. La technique du Backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème [43]. Elle combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de design. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception dans le cas scalaire pour résoudre les problèmes de commande pour des systèmes d'ordre très élevé. Ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation, le Backstepping permet, de conserver les non-linéarités utiles qui, souvent, aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état. Le Backstepping se base sur la deuxième méthode de Lyapunov, dont il combine le choix de la fonction de contrôle de Lyapunov avec celui des lois de commande. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tous temps la stabilité globale du système compensé [28,44].

Ce chapitre est consacré à la présentation du principe de la commande Backstepping, et en suite nous appliquons la méthode du Backstepping de deuxième ordre sur la machine asynchrone, enfin, Une étude comparative entre la commande vectorielle indirecte et le Backstepping sera détaillée en précisant les avantages et les inconvénients de chaque méthode. Finalement nous terminons par une conclusion sur les parties formant dans ce chapitre.

IV.2 Principe

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique du Backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine. Elle propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire. Elle est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multi-variable (MIMO) et d'ordre élevé en une cascade de sous systèmes de commande du premier ordre.

Pour chaque sous système, une loi de commande dite virtuelle est calculée. Cette dernière servira comme référence pour le sous système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet. Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov de commande (CLF) [6].

IV.3 Méthodes de Lyapunov

La commande des systèmes non linéaires s'appuie sur deux approches possibles. La première vise linéarité le système à commander, afin de profiter des techniques consacrées aux systèmes linéaires. La deuxième approche consiste à trouver une fonction de Commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. Telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé.

La technique du Backstepping permet de réduire avantageusement cette complexité. L'analyse de la stabilité dans le cadre de l'utilisation du Backstepping est basée sur les méthodes de Lyapunov qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant [20].

IV.3.1 Première méthode du Lyapunov

Cette méthode permet d'analyser la stabilité, d'un système à partir de l'étude de la stabilité locale par linéarisation de la dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité global [20,44]. De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires. Si on trouve que le système linéarité est instable, le système non linéaire le sera nécessairement aussi.

IV.3.2 Deuxième méthode du Lyapunov

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système, sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. La stabilité dépend uniquement de l'étude des variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est équivalente, le long de la trajectoire du système.

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

IV.3.3 Méthode générale de synthèse par Backstepping

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation suivante :

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\
 \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 \\
 &\cdot \\
 &\cdot \\
 &\cdot \\
 \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u
 \end{aligned} \tag{IV.1}$$

Avec

$$x_1 = [x_1 x_2 \dots x_n]^T \in \mathfrak{R}^n, \quad u \in \mathfrak{R}$$

Afin d'illustrer la procédure récursive de la méthode backstepping, on considère que la sortie du système $y = x_1$ désire suivre le signal de référence y_{ref} . Le système étant d'ordre n , la mise en œuvre s'effectue en n étapes.

❖ Etape 1

On commence par la première équation du système (IV.1), où, x_2 sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_{ref} \tag{IV.2}$$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \tag{IV.3}$$

Ainsi sa dérivée est :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \tag{IV.4}$$

$$= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \tag{IV.5}$$

Pour un tel système, nous construisons d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{IV.6})$$

Sa dérivée temporelle est :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 \quad (\text{IV.7})$$

$$= e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \quad (\text{IV.8})$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait \dot{V}_1 négative et assurerait la stabilité pour la dynamique de pour ce la, prenons : $x_2 = \alpha_1$ telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 e_1 \quad (\text{IV.9})$$

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

Ainsi, la loi de commande pour le système (IV.9) sera donnée par :

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (\text{IV.10})$$

Ce qui implique

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (\text{IV.11})$$

❖ Etape2

Maintenant, la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous système précédent.

$$(x_2)_d = \alpha_1 \quad (\text{IV.12})$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{IV.13})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 \quad (\text{IV.14})$$

$$= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 \quad (\text{IV.15})$$

Pour le système précédent, la fonction de Lyapunov étendue est :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{IV.16})$$

$$= \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2] \quad (\text{IV.17})$$

Dont la dérivée est :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (\text{IV.18})$$

$$= -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \quad (\text{IV.19})$$

Le choix de x_3 qui stabilisera la dynamique du système (IV.19), et rendra \dot{V}_2 négative est : $x_3 = \alpha_2$ telle que :

$$f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 = -k_2 e_2^2 \quad (\text{IV.20})$$

Où $k_2 > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système(IV.20) sera donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} [-k_2 e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (\text{IV.21})$$

Avec

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{g_0(x_1)[-k_1 \dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \dot{g}_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (\text{IV.22})$$

Un tel choix implique que :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{IV.23})$$

❖ Etape n

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

$$(x_n)_d = \alpha_{n-1} \quad (\text{IV.24})$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (\text{IV.25})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_n = \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} \quad (\text{IV.26})$$

$$= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \quad (\text{IV.27})$$

Pour le système (IV.27), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$V_n = V_1 + V_2 + \dots + \frac{1}{2} e_n^2 \quad (IV.28)$$

$$= \frac{1}{2} [e_1^2 + \dots + e_n^2] \quad (IV.29)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}_n = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + \dots + e_n \dot{e}_n \quad (IV.30)$$

$$= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + \dots + e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}]$$

IV.4 Application du Backstepping à la commande de la MAS

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 par Backstepping.

L'association de la technique du Backstepping au contrôle vectoriel confère à la commande de la machine à induction des qualités de robustesse intéressantes, et consolide encore plus la robustesse du Backstepping [37].

Le modèle précédent du moteur asynchrone montre que sa dynamique est non linéaire, ce qui rend la commande difficile à concevoir, afin de surmonter cette difficulté on utilise la technique de Backstepping, dans ce type de technique, la commande du système produit en traitant morceau par morceau progressivement à partir des sorties back-step sur la « commandes virtuelle » à la commande réelle (tensions statoriques).

Considérons le modèle de la machine asynchrone dans le système d'axe (d, q) et qui inclut les dynamiques électrique et mécanique de la machine asynchrone dans (II.35)

❖ Etape 1

L'objectif de cette étape est l'élimination des deux régulateurs de vitesse et de flux.

On définit les erreurs e_1 et e_3 représentant respectivement l'erreur entre la vitesse réelle Ω et la vitesse de référence Ω_{ref} et l'erreur entre le module de flux φ_d et sa référence φ_{ref} .

$$e_1 = \omega_{ref} - \omega \quad (IV.31)$$

$$e_2 = \varphi_{ref} - \varphi_{rd} \quad (IV.32)$$

Ainsi, les équations dynamiques de l'erreur sont :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} \Rightarrow \dot{e}_1 = \dot{\omega}_{ref} - \left[\mu \varphi_r i_{sq} - \frac{f_v \Omega}{J} - \frac{c_r}{J} \right] \\ \dot{e}_2 = \dot{\varphi}_{ref} - \dot{\varphi}_{rd} \Rightarrow \dot{e}_2 = \dot{\varphi}_{ref} - \left[\eta L_m R_r i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \right] \end{cases} \quad (IV.33)$$

Pour exiger les deux erreurs convergent vers zéro, et exiger aussi que le courant doit être régulé et limité on peut satisfaire ces deux conditions en choisissant i_{sd} et i_{sq} comme commandes virtuelles dans les équations ci-dessus et les utiliser pour commander e_1 et e_2 :

Pour cela, on utilise la première fonction de Lyapunov est choisi tel que :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (IV.34)$$

La dérivative de V_1 le long de l'équation d'erreur est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= e_1 \left[\dot{\omega}_{ref} - \mu \varphi_r i_{sq} + \frac{f_v \Omega}{J} + \frac{c_r}{J} \right] \\ &\quad + e_2 \left[\dot{\varphi}_{ref} - \eta L_m R_r i_{sd} + \frac{1}{T_r} \varphi_r \right] \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_1 \left[k_1 e_1 + \dot{\omega}_{ref} - \mu \varphi_r i_{sq} + \frac{f_v \Omega}{J} + \frac{c_r}{J} \right] \\ &\quad + e_2 \left[k_2 e_2 + \dot{\varphi}_{ref} - \eta L_m R_r i_{sd} + \frac{1}{T_r} \varphi_r \right] \end{aligned} \quad (IV.35)$$

Ou k_1 et k_2 des constantes positives,

Les objectifs de poursuite sont réalisés la référence de commande virtuelle suivante :

La commande virtuelle $(i_{sq})_{ref}$ est donnée par l'équation suivante :

$$(i_{sq})_{ref} = \frac{1}{\mu \varphi_r} \left[k_1 e_1 + \dot{\omega}_{ref} + \frac{f_v \Omega}{J} + \frac{c_r}{J} \right] \quad (IV.36)$$

Et la commande virtuelle $(i_{sd})_{ref}$ est donnée par l'équation suivante :

$$(i_{sd})_{ref} = \frac{1}{\eta L_m R_r} \left[k_2 e_2 + \dot{\varphi}_{ref} + \frac{1}{T_r} \varphi_r \right] \quad (IV.37)$$

Cela garantit que le système est stable.

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{IV.38})$$

Par conséquence, les commandes virtuelles dans (IV.37, IV.38) sont choisies pour satisfaire les objectifs de régulation et aussi sont considérées comme des références pour l'étape suivante.

❖ **Etape 2**

Les références de commande virtuelle précédentes, choisit pour assurer une dynamique stable de vitesse et de flux les erreurs de poursuite, les régulations i_{sd} et i_{sq} en travaillé comme des erreurs, Pour cette étape, notre objectif est le calcul des tensions de commande réelle.

$$e_3 = (i_{sq})_{ref} - i_{sq} \quad (\text{IV.39})$$

$$e_4 = (i_{sd})_{ref} - i_{sd} \quad (\text{IV.40})$$

En devient :

$$\begin{cases} e_3 = \frac{1}{\mu\phi_r} \left[k_1 e_1 + \dot{\omega}_{ref} + \frac{f_v \Omega}{J} + \frac{C_r}{J} \right] - i_{sq} \\ e_4 = \frac{1}{\eta L_m R_r} \left[k_2 e_2 + \dot{\phi}_{ref} + \frac{1}{T_r} \phi_r \right] - i_{sd} \end{cases} \quad (\text{IV.41})$$

Par conséquent, les équations d'erreurs (IV.42) peuvent être exprimées par :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + \mu\phi_r e_3 \quad (\text{IV.42})$$

$$\dot{e}_2 = -k_2 e_2 + \eta L_m R_r e_4 \quad (\text{IV.43})$$

Les équations dynamiques pour les signaux d'erreur e_3 et e_4 peuvent être calculées par :

$$\dot{e}_3 = (\dot{i}_{sq})_{ref} - \dot{i}_{sq} \quad (\text{IV.44})$$

$$\dot{e}_4 = (\dot{i}_{sd})_{ref} - \dot{i}_{sd} \quad (\text{IV.45})$$

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = (\dot{i}_{sq})_{ref} - F_q - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \dot{e}_4 = (\dot{i}_{sd})_{ref} - F_d - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \end{cases} \quad (\text{IV.46})$$

Où les grandeurs F_q et F_d sont exprimées par :

$$\begin{cases} F_q = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \frac{Mp\Omega}{\sigma L_s L_r} \varphi_r \\ F_d = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_r \end{cases} \quad (IV.47)$$

Les lois de commande réelles de la machine V_{sq} et V_{sd} apparaissent dans (IV.53), alors on peut aller à l'étape finale.

La fonction de Lyapunov finale est donnée par :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} e_4^2 \quad (IV.48)$$

$$V_2 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2] \quad (IV.49)$$

La dérivée de cette équation donnée par :

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad (IV.50)$$

Qui peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 + e_3 \left[k_3 e_3 + (\dot{i}_{sq})_{ref} - F_q - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right] \\ & + e_4 \left[k_4 e_4 + (\dot{i}_{sd})_{ref} - F_d - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right] \end{aligned} \quad (IV.51)$$

Où k_4 et k_3 des constantes positives.

On en déduit les lois de commande réelle V_{sq} et V_{sd} en suivant :

$$\begin{cases} V_{sq} = \sigma L_s \left(k_3 e_3 + (\dot{i}_{sq})_{ref} - F_q \right) \\ V_{sd} = \sigma L_s \left(k_4 e_4 + (\dot{i}_{sd})_{ref} - F_d \right) \end{cases} \quad (IV.52)$$

Ce qui correspond bien à :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 \leq 0 \quad (IV.53)$$

Les détails des calculs des gains sont donnés en annexe C.

IV.5 Schéma de la commande Backstepping :

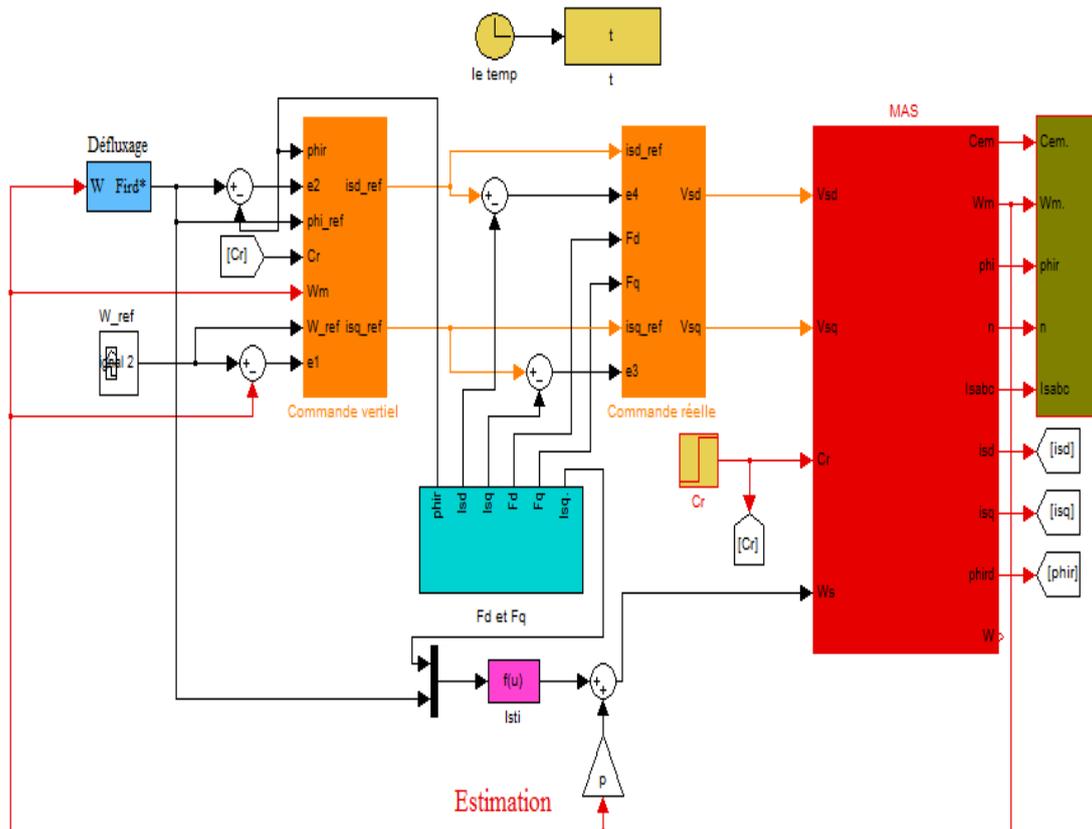


Figure IV.1 : Schéma bloc de Simulink de la commande Backstepping.

IV.6 Résultats de simulation:

IV.6.a Test 1: Test de Robustesse sans variation et couple de charge de la vitesse:

Pour améliorer les performances de la commande du moteur asynchrone nous passons à l'application du régulateur Backstepping, Le cycle de vitesse présente un mode accélération et décélération à vide puis un mode assez sévère qu'il se compose de plusieurs zones de fonctionnement suivi par une application d'un couple de charge et l'inversion de sens.

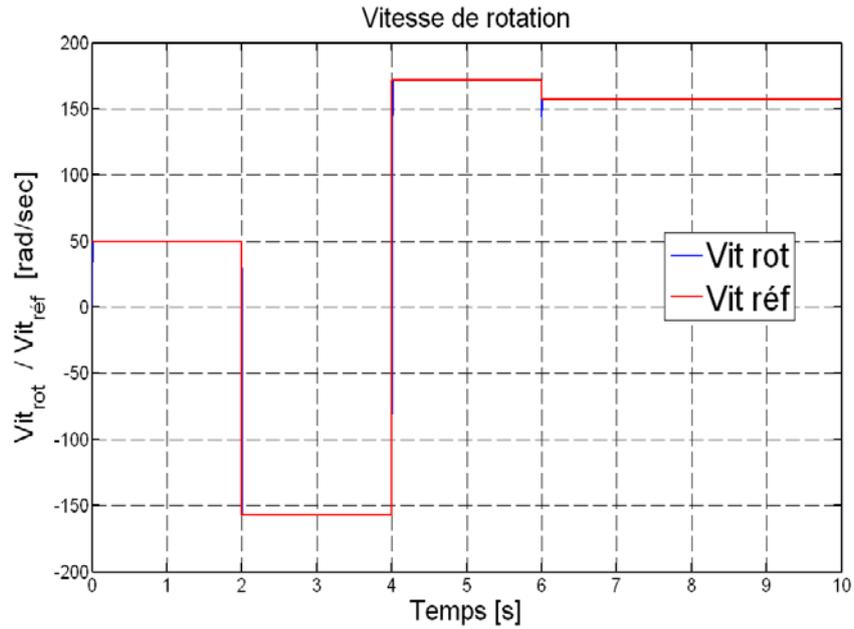


Figure IV.2.a : La vitesse de rotation à vide puis en charge à $t=1s$ et inversion de consigne à $t=2s$.

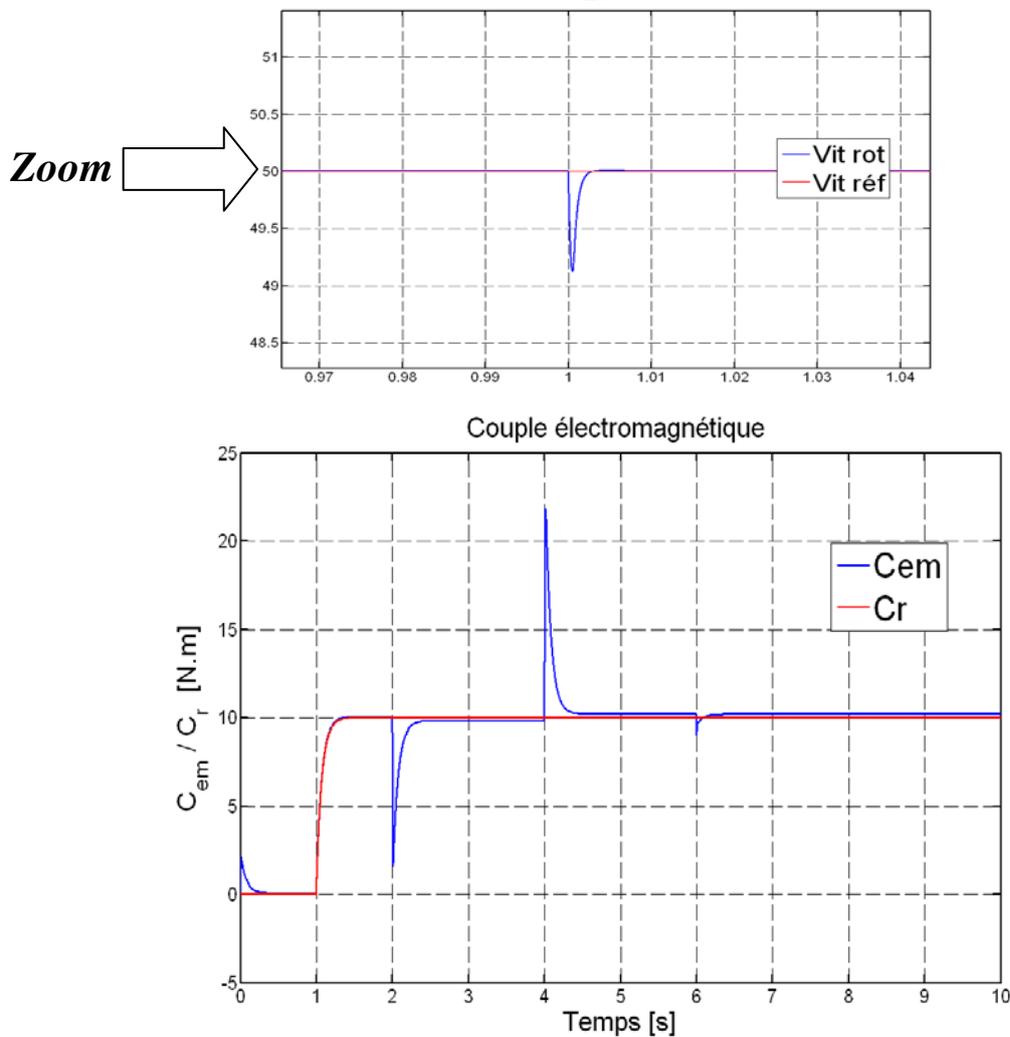


Figure IV.2.b : Couple électromagnétique.

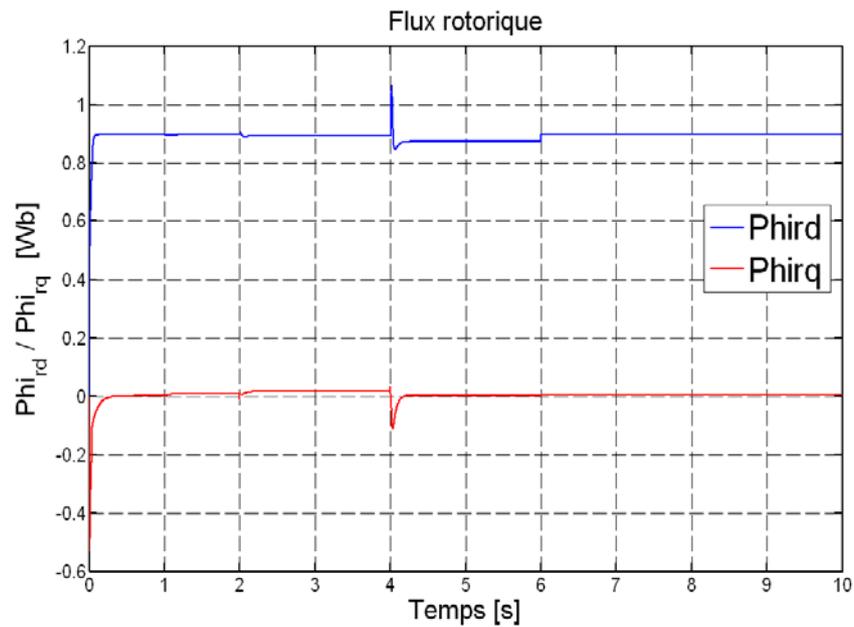


Figure IV.2.c : Flux rotorique.

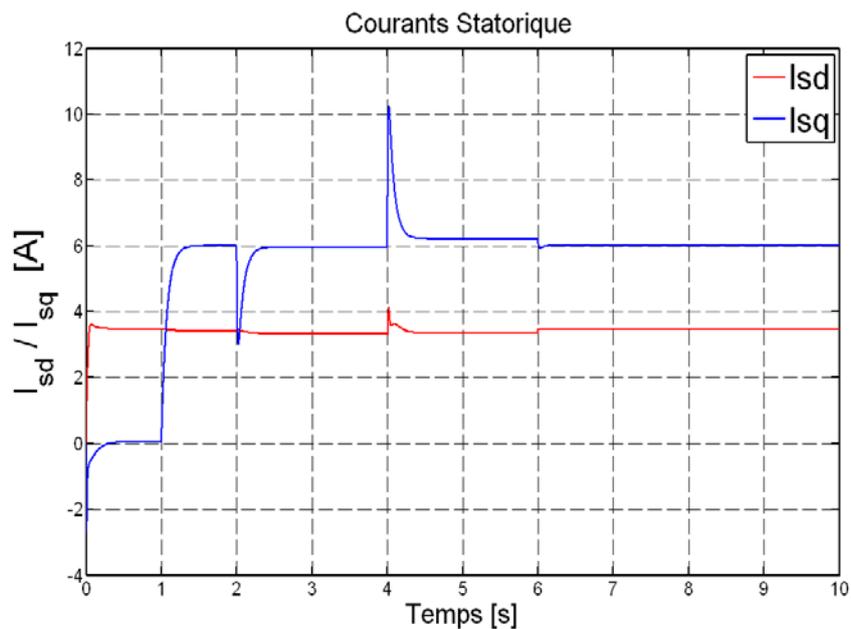


Figure IV.2.d : courant statoriques

- **Interprétation de résultats**

D'après les résultats de simulation on remarque que la MAS est démarré à vide à l'instant 0s à 1s avec une vitesse de référence de valeur 50 rad/s (Basse Vitesse), à l'instant $t=1$ s on applique une couple résistant $C_r=10$ Nm, à l'instant 2s en inverse le sens de rotation de la machine à (-157 rad/s), le couple électromagnétique présente une augmentation considérable au démarrage.

A partir des résultats ci-dessus, nous pouvons constater que les performances sont très satisfaisantes. La vitesse et le flux convergent très rapidement vers leurs références (réponse rapide comparativement à celle obtenue dans la commande IRFOC).

Pour des profils de vitesses plus complexes Les mêmes performances ont été maintenues. Lors de l'application de la charge, on remarque que le couple électromagnétique sur survitesse (à l'instant 4s jusqu'à 6s) augmente de façon à compenser instantanément le couple de charge (de référence). Par contre la réponse de la vitesse suite à une variation de charge est meilleure et dont la réponse est plus rapide que celle remarquée dans la commande vectorielle présentée précédemment.

IV.6.b Test 2, Test de robustesse avec variation paramétrique

On suppose une variation 60% de R_s et 60% de R_r

Les résultats sont présentés ci-dessous

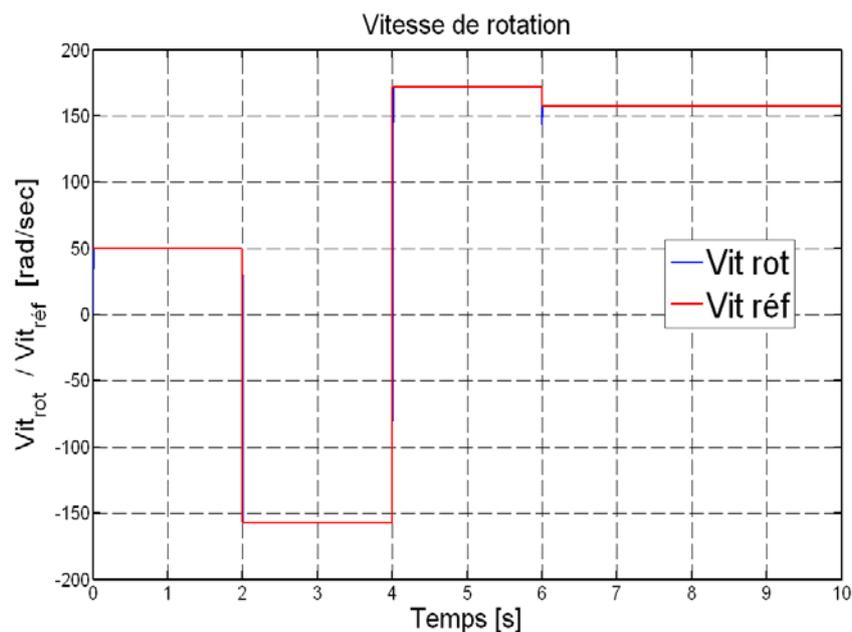


Figure IV.3.a : La vitesse de rotation avec la variation paramétrique.

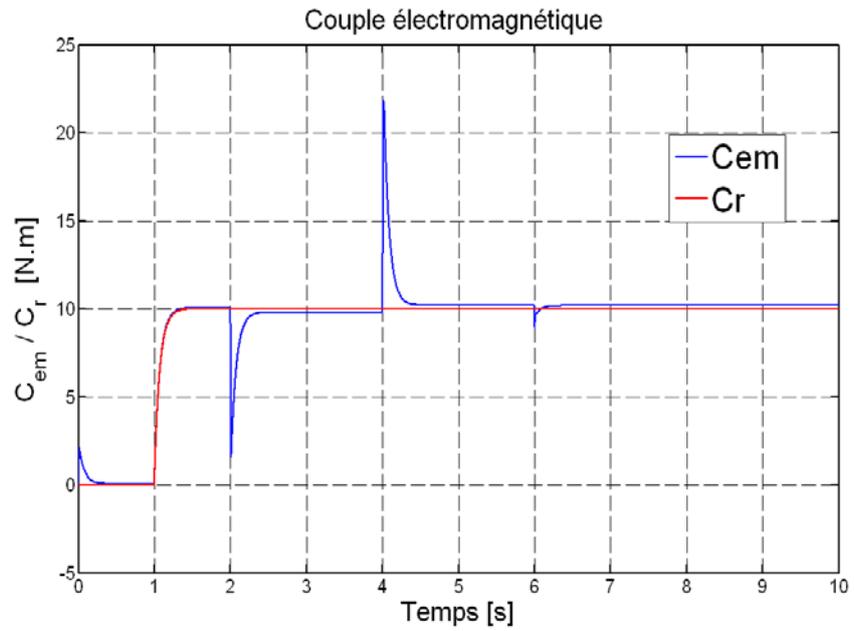


Figure IV.3.b : Couple électromagnétique.

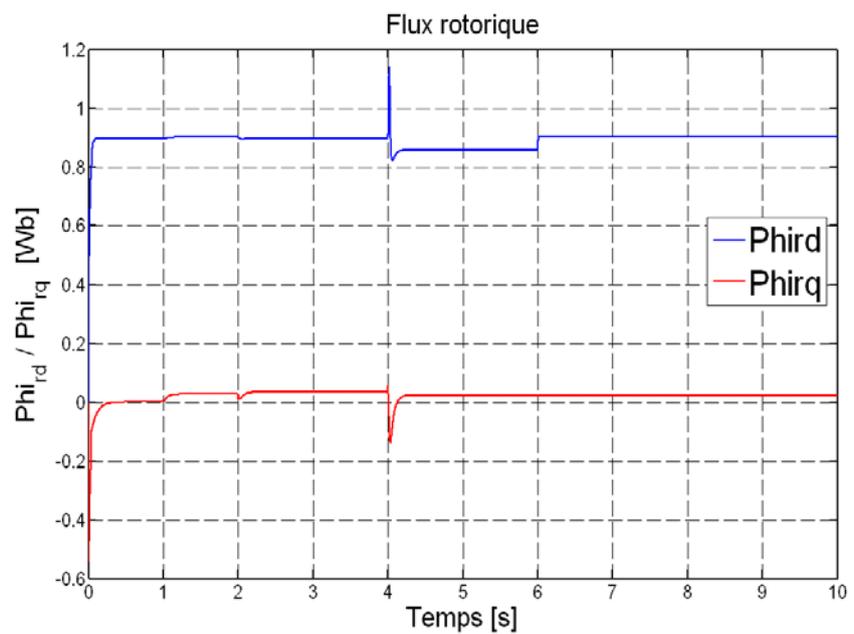


Figure IV.3.c : Flux rotorique.

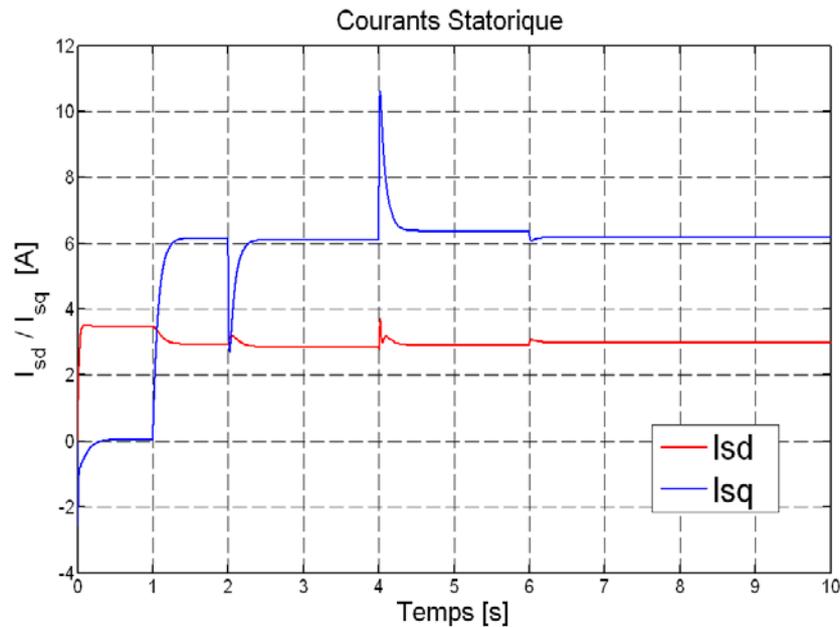


Figure IV.3.d : courant statoriques.

- **Interprétation de résultats**

On constate que la variation des résistances rotorique et statorique n'influe pas sur la dynamique de la vitesse lorsqu'on utilise un régulateur de type Backstepping. Ceci est due principalement au caractère récursif de ce dernier qui permet de considérer le système global en sous système en cascade, à stabiliser au fur et à mesure.

IV.7 Etude comparative entre les commandes IRFOC et Backstepping

Pour la première technique, on conclut, que la réponse en vitesse obtenue avec la commande par IRFOC est acceptable. En revanche, les réponses avec la commande Backstepping sont plus rapides à vide et plus robustes lors des variations de la charge par rapport à l'autre technique. Le test effectué en présence de variations des paramètres du moteur R_s et R_r montre aussi que le système contrôlé par Backstepping est très peu sensible vis-à-vis des variations de la résistance rotorique, ce qui confirme la supériorité de la commande par Backstepping.

Deux approches de commande, dédiées au pilotage de la machine asynchrone ont été proposées dans ce chapitre et chapitre précédente. Du point de vue conceptuel, on peut remarquer que la commande Backstepping est la meilleure, et présente des propriétés de stabilité globale très intéressantes. Ainsi, la technique de Backstepping est développée à base

de la méthode directe de Lyapunov, c'est pour cela qu'on a pu assurer un maximum de stabilité.

Enfin, après avoir fait les essais comparatifs concernant les différentes techniques étudiées, nous récapitulons de façon non exhaustive, les performances de ces stratégies dans le tableau suivant, où le signe " + " correspond à un meilleur comportement par rapport au critère indiqué et un signe " - " indique un comportement peu satisfaisant. Ce tableau à le lieu d'une comparaison des commandes étudiées dans cette thèse par rapport à plusieurs tests.

Critères de comparaison	Lois de commande	
	IRFOC	CB
Réponse transitoire	+	+++
Réponse permanent	++	+
Robustesse vis-à-vis variation R_s et R_r	-	+
Comportement à basse vitesse	+	+
Comportement à survitesse	-	+
Facilité de réglage	+	-
Rapidité	+	+++

Tableau IV.1 : Tableau comparatif des lois de commande.

IV.8 Conclusion

Ce chapitre présente une nouvelle loi de commande par Backstepping basée sur le principe de la commande vectorielle indirecte de la machine à induction. Cette technique de commande permet d'obtenir de façon constructive une loi de commande qui assure la stabilité globale de la machine asynchrone en boucle fermée via une fonction de Lyapunov.

Des tests de robustesse de cette commande ont été appliqués à la machine telle que la variation de la vitesse et la variation de la charge. L'étude comparative faite entre la commande vectorielle indirecte et la commande par Backstepping montre que ce dernier présente de haute performance et robustesse comparativement par rapport la commande vectorielle indirecte.

Conclusion générale

Le travail effectué dans le cadre de ce mémoire porte essentiellement sur la commande de la machine asynchrone. L'orientation de ce travail a été volontairement choisie afin de satisfaire des exigences liées à la traction électrique. Ces exigences s'étalent sur plusieurs axes, et nécessitent le soulèvement de plusieurs problématiques : robustesse et bonnes performances de la commande, nécessité de construction d'estimateurs pour certains paramètres et certains états de la machine asynchrone.

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à l'étude théorique de l'ensemble de lois de commande non linéaires puis on a appliqué ces lois sur le moteur asynchrone.

Pour cela nous avons établi le modèle mathématique du moteur asynchrone dans les différents Repères triphasé et tournant (d,q) en se basant sur quelques hypothèses simplificatrices adoptées en littérature.

Notre travail a traité l'ensemble de ces axes par la proposition de multiples solutions. Ces solutions ont été destinées à des machines asynchrones de moyenne puissance, alimentées par des onduleurs de tension, et pilotés par une modulation à largeur d'impulsion (MLI).

La commande vectorielle indirecte à flux orienté a été étudiée et pris comme une commande de référence du moteur asynchrone, Devant l'insuffisance des performances dynamiques de cette technique, nous avons fait appel aux régulateurs non linéaires (Commande Backstepping).

Nous avons aussi abordé le problème d'une commande à hautes performances pour la machine asynchrone. La solution proposée a fait appel à un outil puissant issu du domaine de l'automatique, qui est la commande non linéaire dite « backstepping ». Nous avons adapté cette commande pour qu'elle soit une solution optimale pour notre problématique, en gardant la même structure globale de la commande vectorielle indirecte, et en préservant les deux boucles internes de régulation des courants. Deux versions de cette commande ont été proposées. Les résultats de simulation ont confirmé l'efficacité de cette commande par rapport à la commande vectorielle indirecte.

Comme perspective, nous proposons d'implémenter notre système de commande (Backstepping) en temps réel. Ainsi, nous suggérons prochainement d'utiliser un PI flou ou un PI avec réseaux de neurones.

Annexes

Annexe A

Paramètres de la machine asynchrone utilisée pour la simulation

$P_n = 1.5\text{kW}$: Puissance nominale
$F = 50\text{Hz}$: Fréquence nominale
$U_n = 380/220\text{V}$: Tension nominale
$R_s = 4.850\Omega$: Résistance statorique
$R_r = 3.805\Omega$: Résistance rotorique
$L_s = 0.274\text{H}$: Inductance statorique
$L_r = 0.274\text{H}$: Inductance rotorique
$M = 0.258\text{H}$: Inductance mutuelle
$p = 2$: Nombre de pairs pôles
$N_n = 1500 \text{ tr/min}$: Vitesse nominale
$f_v = 0.00114 \text{ N.s/rd}$: Coefficient de frottement
$\sigma = 0.114$: Coefficient de fuites totales
$J = 0.0031\text{Kg}^2/\text{s}$: Moment d'inertie
$C_n = 10\text{N.m}$: Couple nominal

Annexe B

B.1 Calcul des régulateurs

Dans le contrôle vectoriel l'idée sur la régulation consiste à contrôler les deux grandeurs importantes de la machine asynchrone : le flux et le couple. Ces réglages doivent annuler l'erreur existante entre les valeurs des grandeurs et leurs consignes de référence, en imposant un nouveau vecteur de tension de référence à chaque période d'échantillonnage (V_s^*).

La grandeur essentielle à contrôler avec une grande dynamique est le couple électromagnétique, en présence de la charge mécanique qui peut varier très brutalement. Cependant, il est aussi nécessaire de bien contrôler le flux pour éviter les surintensités des courants et d'obtenir un bon rendement de l'ensemble du système. Etant donné que le flux est défini par le courant i_{sd} , il suffit de contrôler ce courant pour maîtriser le flux. Le couple dépend du produit entre le flux φ_r et le courant i_{sq} . Le flux est une variable qui évolue plus lentement que le courant i_{sq} , c'est ce dernier qui est pris en compte pour contrôler le couple. Ce type de contrôle dans lequel la régulation du moteur se fait en courant et l'alimentation en tension permet d'obtenir le couple maximal sur toute la plage de vitesses. Pour la régulation des courants, de la vitesse et du flux, nous avons choisit d'utiliser des régulateurs de type Proportionnel-Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de régulateur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. Le dimensionnement des régulateurs sera basé sur la dynamique en boucle fermée par imposition de pôles. Les boucles de régulation de vitesse et des courants étant en cascade, la boucle interne doit avoir une dynamique plus rapide que la boucle externe étant donné que dans le cas d'une machine asynchrone la constante de temps des courants statoriques est généralement de 10 à 20 fois supérieure à celle du flux.

Régulateur de vitesse

Les paramètres du régulateur PI sont définis à partir du schéma illustré dans la figure B.1. La fonction de transfert du régulateur PI de vitesse est donnée par:

$$C_{\Omega}(s) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \quad (B1)$$

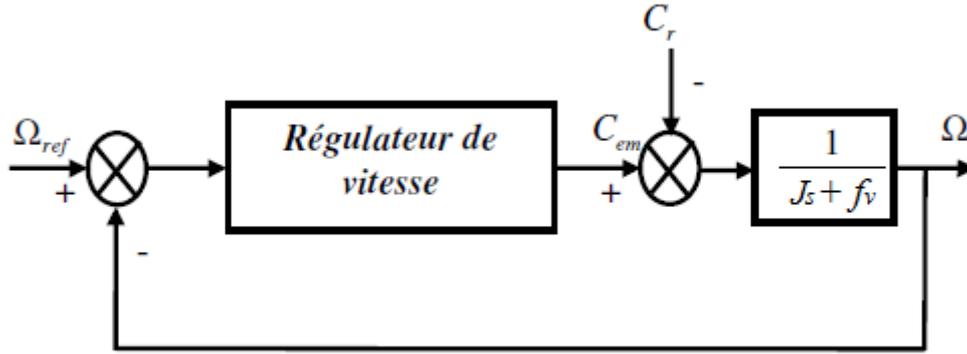


Figure B.1 : Boucle de régulation de vitesse

Pour calculer un régulateur *PI* nous considérons les équations de la machine, en supposant que le flux est parfaitement régulé. Comme le temps de réponse de la boucle de courant (mode électrique) est très faible par rapport à la dynamique de la boucle de vitesse (mode mécanique), nous considérons que la réponse des courants (i_{sd} , i_{sq}) vis-à-vis de leurs valeurs de référence est quasi -instantanée par rapport à la partie mécanique. La fonction de transfert de régulateur de vitesse s'écrit sous la forme suivante :

$$\Omega = \frac{1}{J_s + f_v} (C_{em} - C_r) \quad (B2)$$

Alors Ω devient :

$$\Omega = \frac{1}{J_s + f_v} \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{J_s + f_v} C_r \quad (B3)$$

Soit :

$$\Omega = \frac{K_p S + K_{i\Omega}}{J S^2 + (K_{p\Omega} + f_v) S + K_{i\Omega}} \Omega_{ref} - \frac{S}{J S^2 + (K_{p\Omega} + f_v) S + K_{i\Omega}} T_L \quad (B4)$$

En considérant le couple de charge comme perturbation ($T_L = 0$), la relation (B4) devient:

$$\Omega = \frac{\left(\frac{K_p \Omega}{K_{i\Omega}} \right) S + 1}{\left(\frac{J}{K_{i\Omega}} \right) S^2 + \left(\frac{K_{p\Omega} + f_v}{K_{i\Omega}} \right) S + 1} \Omega_{ref} \quad (B5)$$

Par identification membre à membre le dénominateur de l'équation (B5) à la forme canonique:

$$G(P) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} S^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} S + 1} \quad (B6)$$

On aura à résoudre le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_p\Omega + f_v}{K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{B7})$$

Les gains sont déterminés pour un coefficient d'amortissement $\xi = (0.7)$, et un temps de réponse du système $t_{rep} = 0.5$ s

Régulateurs de courants

Régulateur du courant i_{sd}

Le régulateur du courant i_{sd} fournit la tension v_{sd}^* de référence d'après l'équation (III.9), la boucle de régulation est alors comme indiqué à la figure B.3.

$$C_i(s) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} \quad (\text{B8})$$

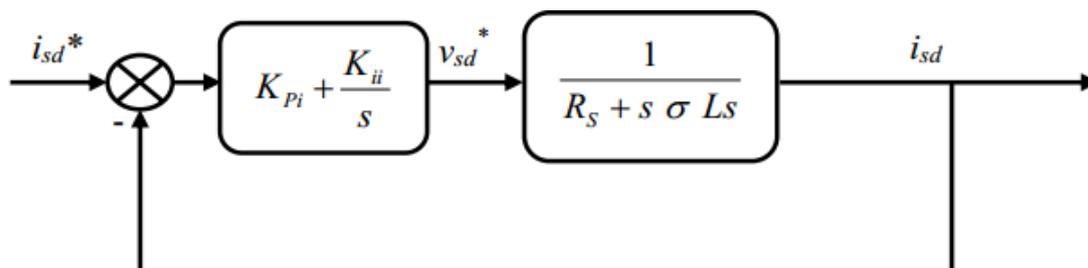


Figure B.2 : Boucle de régulation de courant i_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouverte du système est donc :

$$G_0 = K_{pi} \left[S + \frac{K_{ii}}{K_{pi}} \right] \frac{1}{s} \frac{1}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + S} \quad (\text{B9})$$

Par compensation de pole :

$$\frac{K_{ii}}{K_{pi}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{B10})$$

Alors :

$$G_0 = \frac{K_{pi}}{s} \frac{1}{\sigma L_s} \quad (\text{B11})$$

Donc la boucle fermé sera :

$$G_F = \frac{\frac{K_{pi} 1}{\sigma L_s S}}{1 + \frac{K_{pi}}{\sigma L_s S}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s S}{K_{pi}} + 1} = \frac{1}{\tau S + 1} \quad (B12)$$

Avec : $\tau = \frac{\sigma L_s}{K_{pi}}$ (B13)

Les valeurs des régulateurs K_{pi} et K_{ii} sont déterminés pour un τ choisi à $\tau = 0.01$

Régulateur du courant i_{sq}

En procédant de la même manière que pour le régulateur de i_{sd} on déterminera les coefficients du régulateur de courant i_{sq} qui fournira la tension de référence v_{sq}^* .

Le schéma de régulation du courant i_{sq} est représenté sur la figure B.4, on remarque bien que c'est la même que pour le courant i_{sd} .

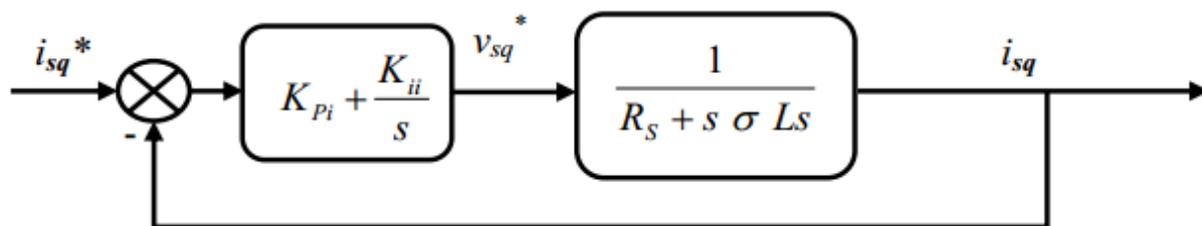


Figure B.3 : Boucle de régulation du courant i_{sq}

Annexe C

Gains de l'estimateur Backstepping

La stabilité de la commande est obtenue si et seulement si le vecteur \dot{V}_2 (IV.54 Page 58) est hurwitzien (avec des racines à parties réelles négatives) ce qui est vérifié par un bon choix des gains (constantes de conception) k_1, k_2, k_3 et k_4 . Ces gains sont obtenus après plusieurs simulations, afin d'obtenir des résultats meilleurs les valeurs suivantes sont alors adoptées :

$$k_1=10\ 000 \ ; k_2=4000 \ ; k_3=3000 \ ; k_4=20\ 000 \ .$$

Références
bibliographiques

- [1] **T. Riad** « Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone », thèse de doctorat, Université Mentouri Constantine, 2008.
- [2] **P. Kokotovic, M. Arcaç** « Nonlinear and Adaptive Control: An Abbreviated Status Report ».
- [3] **K. Kopoulos, I. Kokotovic**, P.V et Morse, A.S (1991), Systematic Design of Adaptive Controllers for Feedback Linearizable Systems, IEEE Transactions on Automatic Control, 36(11),1241.1253.
- [4] **M. Mouna**, « Commande backstepping appliquée à la machine synchrone a aimants permanents », mémoire de magister, Université Hadj Lakhdar – Batna, 2012.
- [5] **N.EZZIANI**, « Commande adaptative floue backstepping d’une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique », thèse de doctorant. Université de Reims Champagne-Ardenne, France, 2010.
- [6] **F.MEHAZZEM**, « Contribution à la Commande d’un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique » thèse de doctorant, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2010.
- [7] **S. E. REZGUI**, « Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel Application à la machine asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS », mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009.
- [8] **S. V. Ustun, M. Demirtas** « Optimal tuning of PI coefficients by using fuzzy-genetic for V/f controlled induction motor », Elsevier, Expert Systems with Applications 34, pp. 2714–2720, 2008.
- [9] **Zhiwen Ma, Zheng T., Fei Lin** « Stability Improvement of V/Hz Controlled PWM Inverter-fed Induction Drives », Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on Volume, Issue, pp.1-4. 24-26 May 2006.
- [10] **A.BENHENICHE**, « Etude comparée des différents techniques de commande de la machine asynchrone » thèse de doctorant, Université Badji Mokhtar de Annaba, Algérie, 2016.

- [11] **S. E. REZGUI**, « techniques de commande avancées de la machine asynchrone : étude comparative et applications » thèse de doctorant, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2015.
- [12] **S.MAZIANE**, « Commandes Adaptative et Prédictive de la Machine Asynchrone », thèse de doctorant, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009.
- [13] **M.MESSAADI**, « Commande backstepping appliquée à la machine synchrone a aimants permanents » mémoire de magister, Université hadj lakhdar – Batna, algérie, 2012.
- [14] **O. ONDEL**, « Diagnostic par reconnaissance des formes : Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone », Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, France.
- [15] **Liu. Fenglong**, « Synthèses d'observateurs à entrées inconnues pour les systèmes non linéaires », Thèse de Doctorat, Université de Caen, France, 2007.
- [16] **B. Tarek**, « Commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques », Thèse de doctorat, Université d'Oran, 2012.
- [17] **J. Lesenne, F. Notelet, G. Seguir**, Introduction A L'électrotechnique Approfondie, Technique Et Documentation. Paris, 1981.
- [18] **GRELET G. CLERC G.** Actionneurs électriques, principes modèles commande, Editions Eyrolles, 491 p., 1997.
- [19] **A. Khoudir** « techniques de commande avancée appliquées aux machines de type asynchrone », Thèses de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2010.
- [20] **B. Abdelhak**, « Etude comparée des différentes techniques de commande de la machine asynchrone », Thèses de doctorat, Université Badji Mokhtar- Annaba, 2016.
- [21] **B. Lemnouer** « commande par linéarisation entrées sorties du couple et du flux de la machine asynchrone », Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas – Setif, 2009.
- [22] **Clerc G., G. Grellet**, « Actionneurs électrique, Principe, Modèle, Commande », Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997.
- [23] **CHAOUCH S.** « Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse », Thèse de doctorat de l'université de Batna, Déc. 2005.

[24] **FAQIR. A** « Commande a structure variable d'un entraînement a machine asynchrone soumis a un environnement mécanique variable», thèse de doctorat de l'Université de Picardie Jules Verne, France, Déc. 2003.

[25] **CRUZ C. JAIME J. RIVAS R.** « Induction motor space vector control using adaptive reference model direct and indirect methods». Industrial Electronics, Proceedings IEEE International Symposium, vol.1, pp. 300 – 305, 2000.

[26] **F. Blaschke**, « The Principle of Field Oriented as Applied to the New Tran Vector Closed-Loop Control System for Rotating Machine », Siemens Review, 1972, vol.39, N°4, pp.217-220 et 2037-2042.

[27] **Leonhard W**, « Control of Machines with the Help of Microelectronics », Third IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Sept 1994, pp. 35-58.

[28] **M. Youcef** « Commande floue adaptative de la machine asynchrone », thèse de doctorat, Université D'Oran Mohamed Boudiaf, 2012.

[29] **M. Ourdia** « Commande sans capteur d'une machine asynchrone a cage : application sur la plateforme temps réel ni compactRIO cRIO 9022 », Mémoire de Magister, Université M'hamed Bougara-Boumerdes, 2015.

[30] **H. Tamrabet**, «Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone». Mémoire de magister, université de Batna, 2006.

[31] **A. Benchaib**, «Application des Modes de Glissement pour la commande en temps réel de la Machine Asynchrone, »Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes, 1986.

[32] **R.ABDELHAMIDE, F.MOUSTAPHA** « Contrôle directe du couple de la machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur, (université de Mohamed Boudiaf M'sila), 2004.

[33] **Jacobina. C.B; Bione Fo, J. Salvadori F.; Lima A.m.n; Ribeiro L.a.s**, «A simple indirect field oriented control of induction machines without speed measurement», Industry Applications Conference, IEEE. Issue, 2000 Page(s):1809 - 1813 vol.3.

[34] **Y. MILOUD, A. DRAOU**, «Performance Analysis of a Fuzzy Logic Based Rotor Resistance Estimator of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive» Turk J Elec Engin, VOL.13, NO.2 2005, TUBITAK.

- [35] **Pedro Ponce Cruz. Jaime J. Rodriguez Rivas**, «Induction Motor Space Vector Control Using Adaptive Reference Model Direct and Indirect Methods», *Industrial Electronics, Proceedings IEEE International Symposium*, Issue, 2000 Page(s):300 - 305 vol.1.
- [36] **Seok Ho Jeon, Student , Kwang Kyo Oh, and Jin Young Choi**, «Flux Observer with Online Tuning of Stator and Rotor Resistances for Induction Motors», *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 3, June 2002.
- [37] **Y. Messaoud**, « Synthèse des contrôleurs par backstepping de la machine asynchrone », *Mémoire de Magister, Université de Batna*, 2013/2014.
- [38] **B. Allal El Moubarek** «Comparaison et synthèses des procédés de commandes vectorielles», *Magister : «Analyse et Commande des Machines Électrique» (École Normale Supérieurs d'Enseignement Technique-ORAN-)*.
- [39] **A. M. Trzynadlowski**, « *Control of Induction Motors*», *Edition Academic Press* 2001, 0-12-701510-8.
- [40] **G. Buche**, « Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/SIMULINK », *Mémoire d'ingénieur C.N.A.M, Conservatoire national des arts et métiers centre régional associé de GRENOBLE (C.U.E.F.A.)*, 2001.
- [41] **Ramón Blasco Giménez**, « High Performance Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives», *Thèse de Doctorat, Nottingham* 1995.
- [42] **M. Comanescu**, «Flux and Speed Estimation Techniques for Sensorless Control of Induction Motors », *Thèse de Doctorat Université de l'état d'Ohio, USA*, 2005.
- [43] **K. Khadidja**, « Contribution a la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents », *thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf d'Oran*, 2012.
- [44] **A. Benaskeur**, « Aspects de l'application du Backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires », *Thèse Ph.D, Université de Laval de Quebec, Canada, Feb 2000*.