

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Electrique  
Filière : Electrotechnique  
Option : Commande électrique

Réf: .....

**Mémoire de Fin d'Etudes  
En vue de l'obtention du diplôme:**

**MASTER**

***Thème***

**Commande sans capteur de vitesse d'une machine  
asynchrone par l'utilisation d'un observateur de vitesse à  
mode glissant**

Présenté par :  
**MSABEL Lazhar**  
Soutenu le : 04 Juin 2017

Devant le jury composé de :

Mr GOLEA Amar

Prof

Président

Mr BOUREK Amor

M.C.A

Encadreur

Mr BETKA Achour

Prof

Examineur

**Année universitaire : 2016 / 2017**

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Electrique  
Filière : Electrotechnique  
Option : Commande électrique

Mémoire de Fin d'Etudes  
En vue de l'obtention du diplôme :

**MASTER**

*Thème*

**Commande sans capteur de vitesse d'une machine  
asynchrone par l'utilisation d'un observateur de vitesse à  
mode glissant**

**Présenté par :**

*MSABEL Lazhar*

**Avis favorable de l'encadreur :**

*BOUREK Amor*

**Avis favorable du Président du Jury**

*GOLEA Amar*

**Cachet et signature**

## *Dédicaces*

*Je dédie ce mémoire :*

*À mon père, à ma mère*

*À mes sœurs*

*À mon petite frère, Asomi ,Walid, Doaa,  
Abd elbari, Morad*

*À tous mes amis (es)*

*À tous mes maîtres et professeurs : du  
primaire au supérieur*

*À tous ceux qui ont contribué au développement  
des sciences en général et de l'électrotechnique  
en particulier.*

# *Remerciements*

*Je remercie, avant tout, Allah, le Tout-Puissant, de m'avoir accordé parmi Ses innombrables Grâces, santé et courage pour accomplir ce travail.*

*Mes plus vifs remerciements vont à mon encadreur pour sa disponibilité et la qualité de son encadrement, **BOUREK AMOR**, Maître de conférences à l'Université Mohamed Khider de BISKRA.*

*Mes vifs remerciements vont également aux membres de jury de soutenance de ce mémoire :*

*Pr. **GOLEA Amar**, d'avoir accepté la présidence de jury de soutenance.*

*Pr. **BETKA Achour**, pour avoir accepté d'examiner mon travail et faire partie du jury.*

*Je n'oublierai pas d'exprimer un profond respect à tous mes professeurs qui m'ont inculqué les fondements scientifiques tout au long des cursus de mon étude.*

*Mes derniers mots s'adressent tous particulièrement à ma famille : mon père, ma mère, mes sœurs.*

## Principales Notations

| <b>Symbole</b>          | <b>Signification</b>  |
|-------------------------|---|
| $R_s$                   | Résistance d'une phase statoriques [ $\Omega$ ].                |
| $R_r$                   | Résistance d'une phase rotoriques [ $\Omega$ ].                 |
| $L_s$                   | Inductance propre d'une phase statorique [H].                   |
| $L_r$                   | Inductance propre d'une phase rotorique [H].                    |
| $M_s$                   | Inductance mutuelle entre deux phases statoriques [H].          |
| $M_r$                   | Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques [H].           |
| $[M_{sr}]$              | la matrice de inductance mutuelle entre le stator et rotor [H]. |
| $[M_{rs}]$              | la matrice de inductance mutuelle entre le rotor et stator [H]. |
| $f_r$                   | Coefficient de frottement [N.s/rad].                            |
| J                       | Moment d'inertie [ .mKg <sup>2</sup> ].                         |
| P                       | Nombre de paires de pôles.                                      |
| (d et q)                | Axes direct et en quadrature.                                   |
| ( $\alpha$ et $\beta$ ) | Axes alfa et beta.  |
| Xd et Xq                | Composantes de la grandeur x dans le repère (d-q).              |
| $\phi_r$                | Flux rotorique [Wb].  |
| $\phi_s$                | Flux statorique [Wb].   |
| $\phi_{ref}$            | Flux statorique de référence [Wb]                               |
| $\Omega_{ref}$          | Vitesse de référence [rad/s].                                   |
| $\omega_s$              | Pulsation électrique statorique [rad/s]                         |
| $\omega$                | vitesse électrique du rotor [rad/s].                            |
| $\omega_g$              | vitesse de glissement électrique [rad/s].                       |
| $\Omega_r$              | Vitesse mécanique [rad/s].                                      |
| $\theta_s$              | Position angulaire du stator.                                   |
| $\theta_r$              | Position angulaire du rotor.                                    |
| $C_e$                   | Couple électromagnétique [N.m].                                 |

|                          |  |
|--------------------------|--|
| $C_r$                    | Couple résistant [N.m].  |
| $s$                      | Opérateur de LAPLACE   |
| $K_p, K_i$               | Gains des actions proportionnelle et intégrale du régulateur PI. |
| $T_r$                    | Constante de temps rotorique [s].                                |
| $V_{sabc}$ et $V_{rabc}$ | Tension de phases (stator et rotor) [V].                         |
| $i_{sabc}$ et $i_{rabc}$ | Courants statoriques et rotoriques de phases [A].                |
| $\sigma$                 | Coefficient de dispersion.                                       |
| $x$                      | Vecteur des variables d'état.                                    |
| $u$                      | Vecteur de commande.   |
| $u_{min}$ et $u_{max}$   | Commande minimale, maximale, respectivement.                     |
| $u_{eq}$                 | Commande équivalente.  |
| $V(x)$                   | Fonction de Lyapunov.  |
| $S$                      | Surface de glissement.   |
| $t$                      | Temps continu [sec].   |
| $\xi$                    | Coefficient D'amortissement.                                     |

## Liste des figures

### CHAPITRE I

|  |    |
|--|----|
| Figure(I.1). Le stator d'une machine asynchrone .....  | 4  |
| Figure (I.2).Le rotor a cage d'une machine asynchrone .....  | 5  |
| Figure (I.3).Modèle ramené au stator et à fuites totalisées au rotor. ....                               | 6  |
| Figure (I.4).Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée .....                         | 7  |
| Figure (I.5).Modèle de la machine après transformation de Park. ....                                     | 10 |
| Figure(I.6). le courant statorique $i_{\alpha s}$ .....  | 14 |
| Figure(I.7). le courant statorique $i_{\beta s}$ .....   | 14 |
| Figure(I.8). la vitesse rotorique à vide $\Omega_r$ (rad/s) .....  | 15 |
| Figure(I.9). le flux rotorique $\phi_{\alpha r}$ (Wb) .....  | 15 |
| Figure(I.10).le flux rotorique $\phi_{\beta r}$ (wb).....  | 15 |
| Figure(I.11).Le couple électromagnétique à vide $C_e$ (N.m) .....  | 16 |
| Figure(I.12).le courant statorique $i_{\alpha s}$ en charge.....   | 16 |
| Figure(I.13).le courant statorique $i_{\beta s}$ en charge .....   | 16 |
| Figure(I.14).la vitesse rotorique( $\Omega_r$ en charge (rad/s) .....                                    | 17 |
| Figure(I.15).le flux rotorique en charge $\phi_{\alpha r}$ (Wb).....                                     | 17 |
| Figure(I.16).le flux rotorique en charge $\phi_{\beta r}$ (Wb).....                                      | 17 |
| Figure(I.17).le couple électromagnétique en charge (N.m).....  | 18 |
| Figure(I.18).Schéma d'un onduleur triphasé .....   | 19 |
| Figure(I.19).Schéma synoptique de la MLI .....   | 21 |
| Figure(I.20).Forme du signal de la porteuse ( $V_{port}$ ) avec celui de la référence ( $V_{ref}$ )..... | 21 |
| Figure(I.21)Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI Sinusoïdale .....               | 22 |
| Figure(I.22).le courant statorique $i_{\alpha s}$ et $i_{\beta s}$ (A) .....                             | 22 |
| Figure(I.23)le flux rotorique $\phi_{\alpha r}$ et $\phi_{\beta r}$ (Wb).....                            | 22 |
| Figure(I.24)la vitesse rotorique $\Omega_r$ (rad/s).....   | 23 |
| Figure(I.25)le couple électromagnétique $C_e$ (N.m) .....  | 23 |

### CHAPITRE II

|  |    |
|--|----|
| Figure (II.1) Principe de la commande vectorielle.....                       | 26 |
| Figure (II.2) Orientation du flux (rotorique, statoriques, d'entrefer) ..... | 27 |
| Figure (II.3) Représentation de l'orientation du repère ( $d q$ ).....       | 28 |
| Figure (II-4) Bloc de défluxage.....   | 32 |

Figure (II-5) Résultats de simulation de FOC de la MAS alimentée en tension lors du démarrage à vide et en charge application de la charge à  $t=0,5s$  .....34

Figure (II-6) Essai de l'inversion de sens de rotation.....36

Figure (II-7) Essai de variation de la vitesse .....38

**CHAPITRE III**

Figure (III-1) Trajectoires de  $f^+$  et de  $f^-$  pour le mode de glissement .....41

Figure (III.2) Différents modes de trajectoire dans le plan de phase .....42

Figure (III-3) Schéma fonctionnel de l'observateur à modes glissants .....45

Figure (III-4) Schéma fonctionnel de l'observateur à modes glissants .....46

Figure (III.5) Résultats de simulation lors du démarrage à vide et en charge .....51

Figure (III.6) Résultats de simulation lors de l'inversion du sens de rotation.....53

Figure (III.7) Résultats de simulation lors changement de la référence de vitesse .....55

Figure (III.8) Résultats de simulation lors démarrage faible vitesse .....57



**Résumé**

Grâce à son faible coût, sa simplicité de construction et sa robustesse, la machine asynchrone est devenue de plus en plus attractive dans les domaines de l'entraînement à vitesse variable. Dans ce mémoire, on a présenté au premier lieu une modélisation de la machine asynchrone à cage dans le référentiel  $(d, q)$  lié au champ tournant en vue de sa commande. Pour une résolution numérique des équations de la machine, on a exprimé son modèle d'état dans le repère  $(\alpha, \beta)$ . On a ensuite étudié la commande vectorielle indirecte en tension. L'adjonction d'un régulateur PI avec cette commande en boucle fermée permet de commander cette machine dans différentes conditions de fonctionnement. La suppression du capteur de vitesse et son remplacement par un observateur à mode glissant permet d'observer la vitesse à partir des seules grandeurs mesurables (courant, tension). D'après les résultats de simulation obtenus pour l'observateur au sein de la commande vectorielle, on conclut que les performances de l'observateur sont assez bonnes.

**ملخص**

نظرا لانخفاض التكلفة و بساطة التصنيع و المتانة أصبحت الآلة الغير المتزامنة هي الأكثر استعمالا في المجالات ذات السرعات المتغيرة، في هذه المذكرة نقوم في البداية بعرض نموذج الآلة الغير المتزامنة في المرجع المرتبط بالحقل الحقل الدوار، لغرض التحكم فيها، ولتحكم في هذه الآلة نستعمل طريقة التحكم الشعاعي الغير مباشر. طريقة التحكم الشعاعي الغير مباشر تعطي نتائج جيدة لكن تتطلب استعمال أجهزة استشعار إضافية. ونظرا للسلبيات الناتجة عن استعمال لاقط السرعة نستبدل هذا الأخير بمراقب ذو نمط إنزلاقي الذي يراقب السرعة انطلاقا من مقادير قابلة للقياس (تيار، جهد) ثم بإضافة معدلا للسرعة من نوع (التناسبي التكامل)، هذا النظام يعطي أداء ديناميكي جيدا

**الكلمات المفتاحية:** الآلة الغير المتزامنة، التحكم الشعاعي، مراقب ذو النمط الإنزلاقي

## SOMMAIRE

|                                    |   |
|------------------------------------|---|
| <b>Introduction Générale</b> ..... | 1 |
|------------------------------------|---|

### CHAPITRE I MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

|   |    |
|---|----|
| I-Introduction .....  | 3  |
| I-2 Généralités sur la machine asynchrone triphasée.....                                  | 3  |
| I-2-1 Définition .....  | 3  |
| I-2-2 Description .....   | 3  |
| I-2-3 Organisation de la machine .....  | 4  |
| I-2-3-1 Stator: .....   | 4  |
| I-2-3 -2 Rotor à cage : .....   | 5  |
| I-3-Modélisation du moteur asynchrone .....   | 6  |
| I-3-1 Hypothèses simplificatrices.....  | 6  |
| I-3-2- modèle de la MAS dans le repère(a, b, c) .....                                     | 6  |
| I-3-2-1 Schéma équivalent et expression du couple.....                                    | 6  |
| I-3-2-2 Mise en équation de la machine asynchrone triphasée : .....                       | 7  |
| I-3-2-3 Equations électriques de la machine asynchrone : .....                            | 8  |
| I-3-3- modèle de la MAS dans le repère (d, q) .....                                       | 9  |
| I-3-3-1 Transformation de Park : .....  | 9  |
| I-3-3-2 Equations magnétiques des enroulements triphasés dans le repère (d, q):.....      | 11 |
| I-3-3-3 Equation mécanique : .....  | 12 |
| I-3-4 Modèle de la MAS dans le repère ( $\alpha, \beta$ ) .....                           | 12 |
| I-3-4-Equations électrique.....   | 12 |
| I-3-4 -1 Equations des tensions .....   | 12 |
| I-3-4 -2 Equations des flux.....  | 12 |
| I -3-5 modèles d'état .....   | 12 |
| I -4 Simulation du modèle de la machine asynchrone .....                                  | 14 |
| I -4-1 Simulation du modèle de la MAS triphasée alimentée directement par le réseau ..... | 14 |
| I -4-1-1 Le démarrage de la machine à vide pendant 1s .....                               | 14 |
| I -4-1-2 Le démarrage en charge .....   | 16 |

|   |    |
|---|----|
| I- 4-1-3 Interprétations des résultats.....   | 18 |
| I -5 Modélisation de l'onduleur de tension .....  | 19 |
| I-5-1 Contrôle de l'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsion..... | 20 |
| I -5-2 Simulation de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI .....             | 22 |
| I -5-2-1 Résultats de simulation à vide et en charge .....                              | 22 |
| I -5-2-2 Interprétations des résultats.....   | 23 |
| I -6-Conclusion.....  | 24 |

## CHAPITRE II COMMANDE VECTORIELLE

|   |    |
|---|----|
| II-1 Introduction .....   | 25 |
| II-2 Principe de la commande vectorielle.....                                 | 25 |
| II-3 La commande vectorielle par orientation du flux .....                    | 26 |
| II-4- La Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)..... | 27 |
| II-4-1 Introduction.....  | 27 |
| II-4-2- Mise en équation de la commande IRFOC.....                            | 28 |
| II-4-2-1 Estimation de $\omega_s$ et de $\theta_s$ .....                      | 29 |
| II-4-2-2 Expression du couple électromagnétique .....                         | 30 |
| II-4-3 Découplage .....   | 31 |
| II-4-3-1 Découplage par compensation.....                                     | 31 |
| II-4-4 Bloc de défluxage .....  | 32 |
| II-4-5 Calculs des régulateurs.....   | 32 |
| I-5 Présentation des résultats de simulation .....                            | 33 |
| II-5-1-1 Essai à vide et en charge.....                                       | 33 |
| II-5-1-2 Interprétations des résultats .....                                  | 34 |
| II-5-2-1 Essai de l'inversion de sens de rotation.....                        | 35 |
| II-5-2-2 Interprétations des résultats .....                                  | 36 |
| II-5-3-1 Changement de la référence de vitesse.....                           | 37 |
| II-5-3-2 Interprétations des résultats .....                                  | 38 |
| II-8 Conclusion.....  | 39 |

## CHAPITRE III OBSARVATEUR À MODE GLISSANT DE VITESSE

|   |    |
|---|----|
| III -1 Introduction.....  | 40 |
| III-2 Théorie des Modes glissants .....                                       | 40 |
| III-3 Modes de la trajectoire dans le plan de phase.....                      | 42 |
| III-4 Conception de la commande par mode de glissement .....                  | 42 |
| III-4-1 Choix de la surface de glissement .....                               | 43 |
| III-4-2 Conditions d'existence de la convergence .....                        | 43 |
| III-4-3 Détermination de la loi de commande .....                             | 44 |
| III-5 Observabilité et observateurs .....                                     | 44 |
| III-6 Principe de fonctionnement de l'observateur .....                       | 45 |
| III-7 Observateur à mode glissant .....                                       | 46 |
| III-8 Application à la machine asynchrone .....                               | 47 |
| III-8-1Modèle de la machine asynchrone dans le repère $(\alpha, \beta)$ ..... | 47 |
| III-8-2 Conception de l'observateur de courant .....                          | 47 |
| III-8-3 Estimation du flux .....  | 49 |
| III-8-4 Estimation de la vitesse de rotation .....                            | 49 |
| III-8-5 Simulation et interprétation des résultats.....                       | 50 |
| III-8-5-1-1 Essai a vide et en charge : .....                                 | 50 |
| III-8-5-1-2 interprétation des résultats .....                                | 51 |
| III-8-5-2-1 Essai de l'inversion du sens de rotation.....                     | 52 |
| III-8-5-2-2 interprétation des résultats .....                                | 54 |
| III-7-5-3-1 Essai du changement de la référence de vitesse.....               | 54 |
| III-8-5-3-2 interprétation des résultats .....                                | 55 |
| III-8-5-4-1 Essai démarrage fable vitesse .....                               | 56 |
| III-8-5-4-1 interprétation des résultats .....                                | 57 |
| III-9 conclusion .....  | 58 |
| <i>Conclusion Générale</i> .....  | 59 |
| <i>Annexe</i>   |    |
| <i>Bibliographie</i>  |    |

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

## Introduction générale

Grâce à l'évolution technologique récente dans l'électronique de puissance et la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de techniques de réglage de plus en plus performantes dans les applications industrielles.

On trouve souvent le moteur asynchrone qui est le plus utilisé dans ce domaine, car il a une construction mécanique simple et robuste, 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. Par contre l'alimentation par un convertisseur de fréquence et les circuits de réglage et de commande associés au moteur sont plus compliqués que ceux du moteur à courant continu. Cependant, grâce à des processus performants, il est possible d'implémenter des stratégies de commande assez efficaces. Ainsi, on peut donner à ce type d'entraînement des performances dynamiques élevées, semblables à celles d'un entraînement avec moteur à courant continu.

La première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variable. Vu que cette commande est conçue pour le régime statique et présente des problèmes dans le régime dynamique, elle est remplacée par la commande vectorielle. Dans le domaine de la théorie de commande, la commande vectorielle, proposée par *Hasse* et *Blaschke* [1969-1972], a considérablement augmenté les performances dynamiques des machines à courant alternatif. L'idée consiste à s'approcher d'une expression linéaire du couple du moteur à courant continu avec le découplage entre le couple et le flux ; ce qui permet d'obtenir une dynamique de couple très rapide [14].

L'adjonction de régulateurs classiques de type PI donne de bonnes performances à cette commande. Cette commande nécessite des informations provenant des capteurs électriques (courants, tensions, flux) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire), ces derniers sont des éléments coûteux et fragiles et fragilisant en même temps les systèmes d'entraînement électriques. Dans certains cas, les capteurs mécaniques sont admis dans les entraînements utilisant des variateurs asynchrones. Leur suppression pourrait devenir indispensable pour les difficultés de leur montage, pour leur sensibilité aux interférences extérieures et pour leur coût. Dans ce cas, les grandeurs mécaniques (vitesse, couple de charge) sont déterminées à partir des techniques d'estimation utilisant comme seules mesures les grandeurs électriques (tension et courant).

Dans notre travail on utilise un observateur de courant à mode glissant pour observer le flux et puis la vitesse à partir des seules grandeurs mesurées qui sont la tension et le courant alimentant la machine.

### **Structure du mémoire**

Le travail présenté dans ce mémoire est réparti comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la MAS. Après une description de la machine, nous donnons en premier lieu le modèle triphasé de la machine et en second lieu le modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Une simulation de la machine seule alimentée par le réseau électrique ensuite par l'onduleur à MLI est faite à la fin de ce chapitre afin de vérifier la conduite de la machine et valider son modèle mathématique qu'on utilisera par la suite

Dans le deuxième chapitre, on présente en premier lieu les principes de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté, ensuite la commande vectorielle indirecte sera appliquée pour la commande de la vitesse par le biais d'un régulateur classique de type PI.

Le troisième chapitre présente la commande sans capteur de vitesse de la MAS par l'utilisation d'observateurs à modes glissants. Nous commencerons par la présentation de la théorie et des notions fondamentales du mode glissant, ensuite, on présente l'observateur à mode glissant pour l'observation de la vitesse. On termine le chapitre par des simulations qui montreront les performances de cet observateur au sein de la commande vectorielle indirecte.

**Chapitre I**

**MODELISATION ET SIMULATION**

**DE**

**LA MACHINE ASYNCHRONE**



## I- 1 introduction

En général les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres trop complexes. Pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes, on doit donc développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel [1].

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande.

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies [1]:

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et en fin vérifier sa validité.

Ce chapitre comportera deux parties. La première partie donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone à cage dans le repère triphasé puis biphasé selon la transformation de Park. La deuxième partie sera consacrée à la validation par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont donnés en annexe (A).

## I-2 Généralités sur la machine asynchrone triphasée

### I-2-1 Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [2].

### I-2-2 Description

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une est fixe appelée stator (primaire), portant un bobinage triphasé logé dans les encoches, relié à la source d'alimentation, La deuxième est mobile appelée rotor ou (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer [2]

le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction [3]:

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.
- La vitesse de rotation  $\Omega_s$  du champ tournant d'origine statorique est rigidement liée à la fréquence  $f_s$  de la tension triphasée d'alimentation  $\Omega_s = 60 \frac{f_s}{p}$  (tr/min).

On désigne par "  $p$  " le nombre de paires de pôles de la machine asynchrone. Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$ , différente de  $\Omega_s$ , l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées, engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. D'après la loi de LENZ, ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction statorique tournante par rapport au rotor. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse  $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$  cette vitesse ne peut être atteinte, car il n'y aurait plus de courants induits, donc plus de force, et le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$  inférieure à  $\Omega_s$ , il n'est pas au synchronisme du champ, la machine est dite asynchrone.

$\omega_s$  : Étant la pulsation des courants statoriques,

$p$  : le nombre de paire de pôles.

$\Omega_r$  : La vitesse angulaire du rotor.

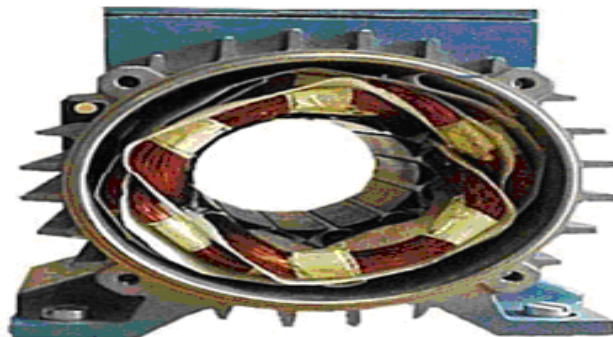
Le rapport  $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$  est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator [3].

### I-2-3 Organisation de la machine

L'organisation d'une machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants [3] :

- le stator (partie fixe) constitué de disques en tôle magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné ou injecté.
- les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

#### I-2-3-1 Stator



Figure(I.1). Le stator d'une machine asynchrone

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine figure(I.1) Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique [3].

### I-2-3 -2Rotor à cage



Figure (I.2). Le rotor a cage d'une machine asynchrone

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (Figure 1.2). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Dans le cas du rotor à cage d'écoreuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. Le moteur à cage d'écoreuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et de ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service [4].

Dans les encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à P paires de pôles, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à  $2\pi/3$ [4]. Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tension

sinusoïdale à fréquence et amplitude constantes, ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquences et à amplitude réglables.

La structure électrique du rotor peut être réalisée :

- Soit par un système d'enroulement triphasé (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par les plaques à borne et mis en court-circuit pendant les régimes permanents.
- Soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage)[4].

### I-3-Modélisation du moteur asynchrone

#### I-3-1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [5]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- le circuit magnétique est non saturé et à perméabilité constante.
- les pertes ferromagnétiques sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer:

- L'additivité des flux et la constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements Statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

#### I-3-2- modèle de la MAS dans le repère(a, b, c)

##### I-3-2-1 Schéma équivalent et expression du couple

Le schéma équivalent d'une phase en régime sinusoïdal équilibré est le suivant :

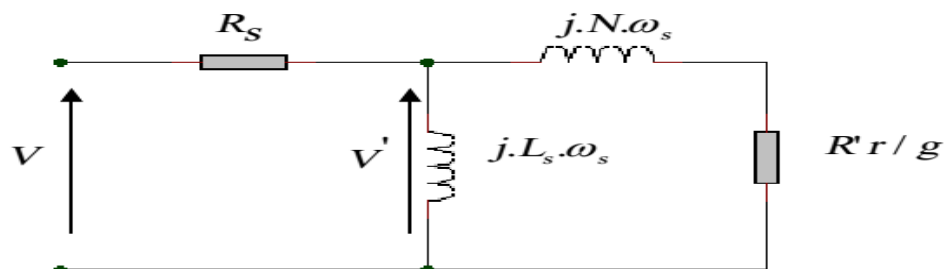


Figure (I.3). Modèle ramené au stator et à fuites totalisées au rotor.

C'est à partir de ce schéma que nous allons donner l'expression du couple électromagnétique produit par la machine. Exprimons la puissance transmise au rotor.

$$P = C_e \Omega_s \quad (\text{I.1})$$

Avec

$$C_e = 3.P \frac{V_r'}{\omega_s ((R_r/g) + (N.\omega_s)^2)} \quad (\text{I.2})$$

$R_r'$ : Résistance d'une phase rotorique ramenée au stator.

$N$ : Inductance de fuites totalisée au rotor et ramenée au stator.

$g$  : Glissement.

### I-3-2-2 Mise en équation de la machine asynchrone triphasée

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons étudier une commande particulière sur ce système.

La machine asynchrone n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault, .....etc.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile et d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable. Dans certaines conditions, ceci nous permet d'obtenir des équations simples qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

La machine asynchrone Figure(I.4) possède 6 enroulements (3 au stator et 3 au rotor) couplés magnétiquement, son modèle mathématique est un système de six équations différentielles à coefficients variables en  $f(t)$ . La résolution est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique.

Pour remédier à ce problème on utilise la transformation de PARK qui est un changement convenable des variables, ceci permet de détourner cette difficulté [6].

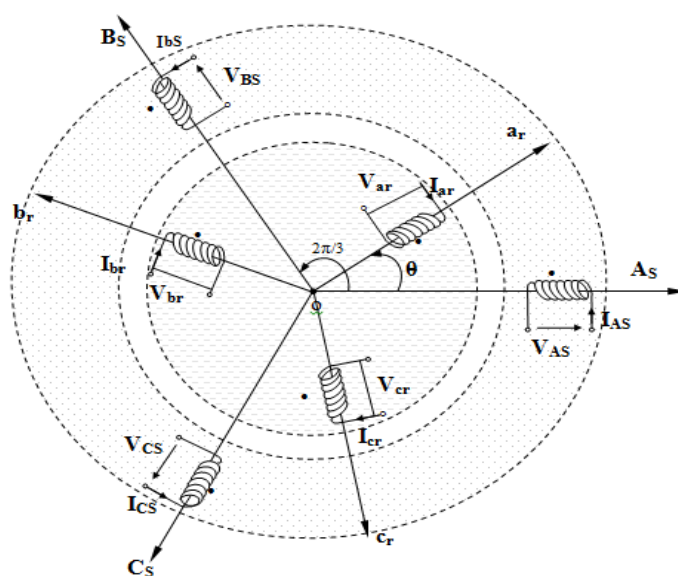


Figure (I.4). Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

### I-3-2-3 Equations électriques de la machine asynchrone

Soit une machine asynchrone triphasé au stator et au rotor représentée schématiquement par la Figure (I.4) et dont les phases sont repérées respectivement  $A, B, C$  et  $a, b, c$ , l'angle électrique  $\theta$  variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases «  $A$  » et «  $a$  » choisit comme axes de référence.

Les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent, en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} = 0 \\ V_{rb} = 0 \\ V_{rc} = 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

$R_s, R_r$  Désignent les résistances par phase du stator et du rotor.

D'une manière condensée les équations Peuvent s'écrire :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right) [\phi_{sabc}] \quad (\text{I.4})$$

$$[V_{rabc}] = 0 = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right) [\phi_{rabc}] \quad (\text{I.5})$$

Les équations électromagnétiques de liaison entre le stator et le rotor sont :

$$[\phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{I.6})$$

$$[\phi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{sr}][i_s] \quad (\text{I.7})$$

Avec :

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

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$[L_{ss}]$  : Matrice d'inductances statoriques

$[L_{rr}]$ : Matrice d'inductances rotoriques.

L'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique (matrice de couplage rotor- stator) s'écrit:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

La machine est définie par cinq inductances :

- 1) l'inductance propre d'une phase statorique  $L_s$ .
- 2) l'inductance propre d'une phase rotorique  $L_r$ .
- 3) l'inductance mutuelle entre phases statoriques  $M_s$ .
- 4) l'inductance mutuelle entre phases rotoriques  $M_r$ .
- 5) l'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique  $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

$L_m$  : représente le maximum d'inductance mutuelle entre phase du stator et phase correspondante du rotor, ce maximum se produit lorsque les deux axes magnétique se coïncident.

En remplaçant (I-6) et (I-7) dans (I-4) et (I-5) on obtient :

$$[V_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{[L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]\} \quad (\text{I.11})$$

$$[V_{rabc}] = [L_{rr}][i_{rabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{[L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{sr}][i_{sabc}]\} \quad (\text{I.12})$$

Du fait des termes trigonométriques contenus dans la matrice des inductances mutuelles  $[M_{sr}]$  selon (I.10), les coefficients des équations différentielles sont variables et la résolution analytique du système se heurte à des difficultés pratiquement insurmontables, pour cette raison on fait appel à des transformations mathématiques, parmi elles la transformation de PARK [6].

### I-3-3- modèle de la MAS dans le repère $(d, q)$

#### I-3-3-1 Transformation de Park

La dynamique de la machine asynchrone est complexe à cause du couplage entre le stator et le rotor, surtout lorsque les coefficients de couplage varient avec la position du rotor. La connaissance et l'étude des comportements statiques et dynamiques d'un moteur asynchrone sont basées sur une modélisation mathématique appropriée à son comportement réel. Dans cette modélisation, le moteur asynchrone triphasé réel est remplacé par une machine biphasée fictive, mais magnétiquement équivalente, grâce à la transformation de Park et certaines hypothèses.

La transformation de Park Figure (I-5) permet de faire le passage d'un système triphasé  $(a, b, c)$  vers un système  $(d, q, o)$  constitué des grandeurs diphasées équivalentes  $(d, q)$  et d'une composante homopolaire  $(o)$ , qui n'est pas prise en compte dans le modèle usuel de la machine [6]. Avec l'utilisation de la transformation de PARK, on peut obtenir un système d'équations différentielles à coefficients constant.

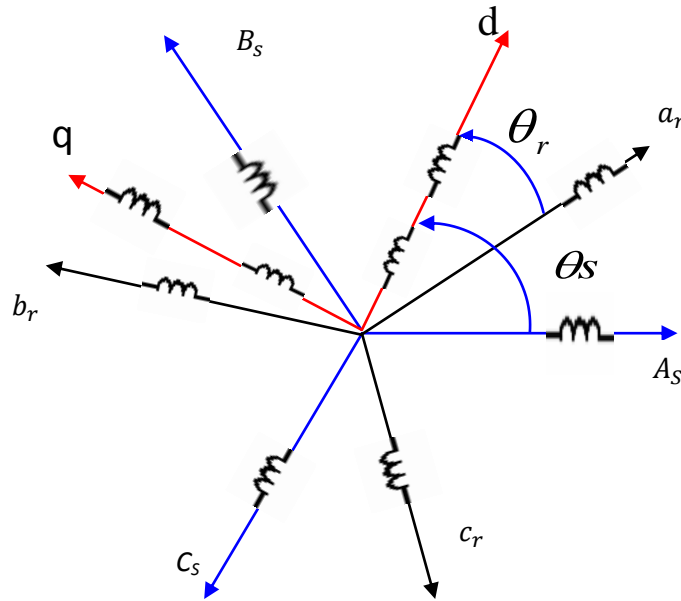


Figure (I.5). Modèle de la machine après transformation de Park.

Physiquement, l'application de la transformation de Park à la machine asynchrone correspond à une transformation des trois bobines, statoriques et rotoriques, à deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations ou aspects, en termes de flux, de couple et de courant.

la matrice de Park  $[A]$  est définie par :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

La transformation des variables du repère  $(a, b, c)$  au repère  $(d, q)$  est donnée par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

Où :  $x$  est une grandeur statorique ou rotorique « tension, courant ou flux ».

La matrice inverse de Park est définie par :

$$[A]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-15})$$



Donc, la transformation inverse se fait par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [A]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{I-16})$$

Avec  $\theta$  : correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

$\theta = \theta_s$  : Transformation appliquée au stator.

$\theta = \theta_r$  : Transformation appliquée au rotor.

Le coefficient  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  indique la conservation de la norme de la puissance.

$$[A]^T = [A]^{-1}$$

Tel que :  $[A]^T$  est la matrice transposée.

La composante homopolaire  $X_o$  dans un système équilibré est nulle.

En appliquant la transformation de Park au système (I.3), (I.6), (I.7), le nouveau système d'équations devient :

Les équations de la machine dans le repère  $(d, q)$  liée au champ tournant sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} - \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - \omega_{sl} \phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} - \omega_{sl} \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

$\omega_s$  : Vitesse de rotation du repère  $(d, q)$  par rapport au stator.

$\omega_r$  : Vitesse de rotation du rotor par rapport au stator.

$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$  : Vitesse de rotation du repère  $(d, q)$  par rapport au rotor [7].

### I-3-3- 2Equations magnétiques des enroulements triphasés dans le repère $(d, q)$

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + i_{dr} L_m \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + i_{qr} L_m \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + i_{ds} L_m \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + i_{qs} L_m \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Equation du couple électromagnétique

$$C_e = p(\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (\text{I.19})$$

### I-3-3- 3Equation mécanique

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques « couple, vitesse... ». L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivant[8] :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f_r \Omega_r \quad (\text{I-20})$$

Avec :

$\Omega_r$  : La vitesse de rotation du rotor

$J$  : L'inertie totale du système.

$C_r$  : Le couple résistant.

$f_r$  : Le coefficient de frottement.

$C_e$  : Le couple électromagnétique.

### I-3-4 Modèle de la MAS dans le repère $(\alpha, \beta)$

#### I-3-4-Equations électrique

Les équations des tensions et des flux de la machine asynchrone exprimées dans le repère  $(\alpha, \beta)$  sont données par:

#### I-3-4 -1Equations des tensions

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\phi_{\alpha s}}{dt} \\ V_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\phi_{\beta s}}{dt} \\ V_{\alpha r} = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \phi_{\beta r} = 0 \\ V_{\beta r} = R_r i_{\beta r} + \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \phi_{\alpha r} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

#### I-3-4 -2 Equations des flux

$$\begin{cases} \phi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \\ \phi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \\ \phi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} \\ \phi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

$R_s, R_r$  : Sont les résistances d'une phase statorique, rotorique respectivement de la machine.

$L_s, L_r$  : Sont les inductances cycliques statorique et rotorique.

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{\alpha r} i_{\beta s} - \phi_{\beta r} i_{\alpha s}) \quad (\text{I.23})$$

### I-3-5 modèle d'état

Les grandeurs qui doivent apparaître dans le schéma bloc sont les suivantes:

$V_{\alpha s}, V_{\beta s}$  Sont les grandeurs de commande ou les entrées du système

$i_{\alpha s}, i_{\beta s}, \phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}$  Sont les grandeurs à contrôler ou les sorties du système ou aussi les variables d'état du système. En remplaçant dans les équations précédentes

$$\begin{cases} \phi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \\ \phi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \end{cases} \quad (I.24)$$

$$i_{\alpha r} = \frac{\phi_{\alpha r} - L_m i_{\alpha s}}{L_r} \quad \text{et} \quad i_{\beta r} = \frac{\phi_{\beta r} - L_m i_{\beta s}}{L_r} \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} \text{ coefficient de dispersion ou de Blondel.}$$

Le modèle de la machine asynchrone alimenté en tension dans un référentiel lié au stator est donné par l'équation d'état suivante.

$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$  Où  $[X] = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}, \phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}]^t$  : est le vecteur des variables d'état

$[U] = [V_{\alpha s}, V_{\beta s}]^t$  : est le vecteur de commande.

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_r^2 L_s}\right) & 0 & \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_r^2 L_s}\right) & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r & \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{R_r L_m}{L_r} & 0 & \frac{-R_r}{L_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_r} & \omega_r & \frac{-R_r}{L_r} \end{bmatrix},$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Telle que :

$A$  : matrice d'évolution du système.

$B$  : matrice de commande.

## I -4 Simulation du modèle de la machine asynchrone

### I -4-1 Simulation du modèle de la MAS triphasée alimentée directement par le réseau

La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink.

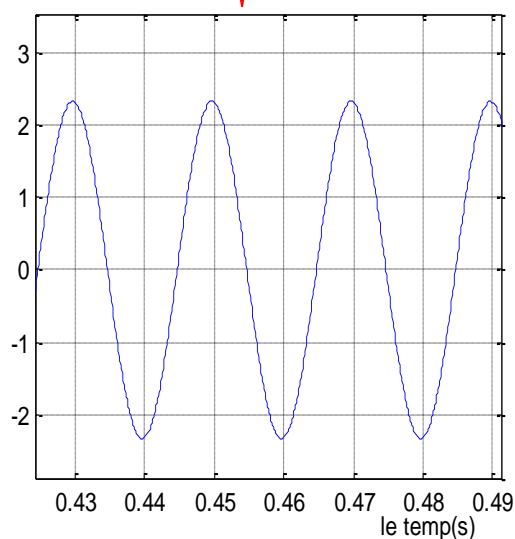
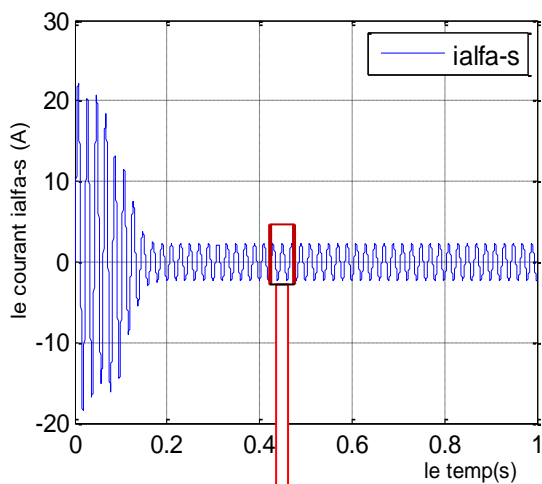
Dans cette partie on présentera la simulation numérique d'une machine asynchrone triphasée alimentée directement par un réseau standard, de tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ.

les paramètres de la machine sont donnés en annexe (A):

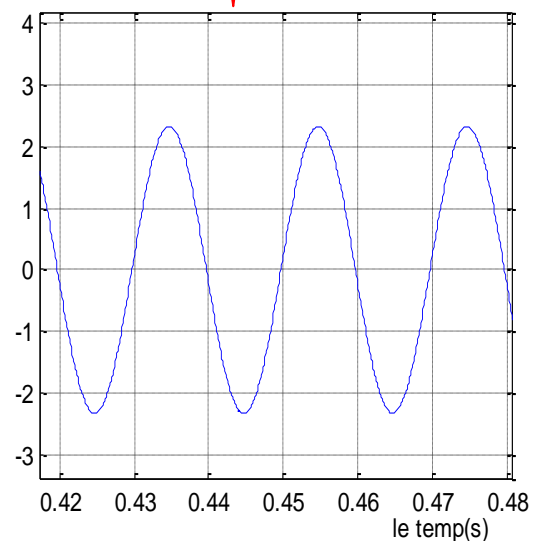
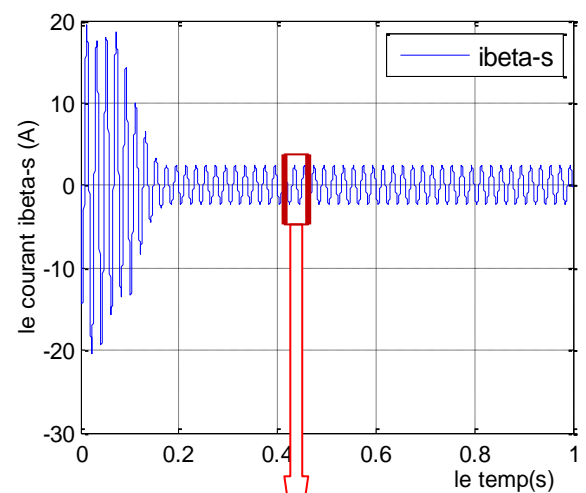
En première étape on va simuler numériquement le démarrage à vide de la machine alimentée directement par le réseau .

#### I -4-1-1 Le démarrage de la machine à vide pendant 1s

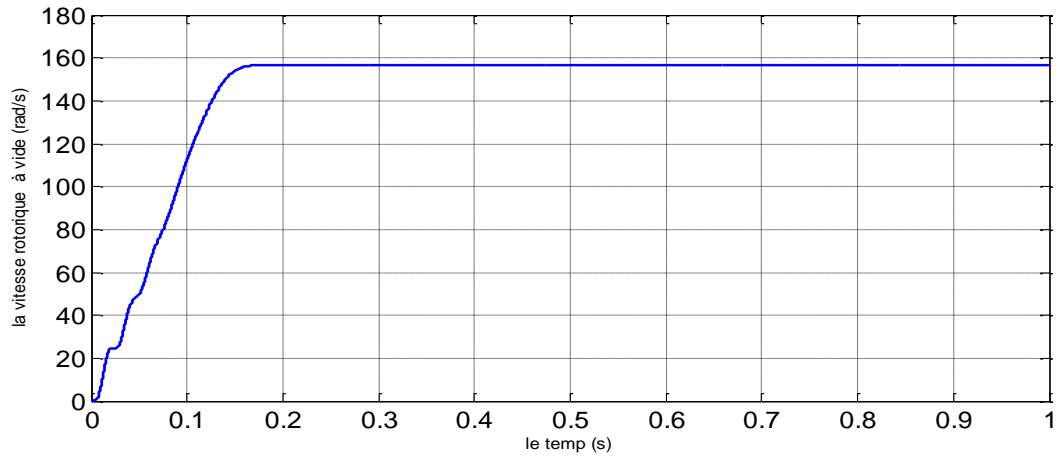
on présente les courbes des grandeurs :  $i_{\alpha s}$  ,  $i_{\beta s}$  ,  $\Omega_r$  ,  $\phi_{ar}$  ,  $\phi_{\beta r}$  ,  $C_e$



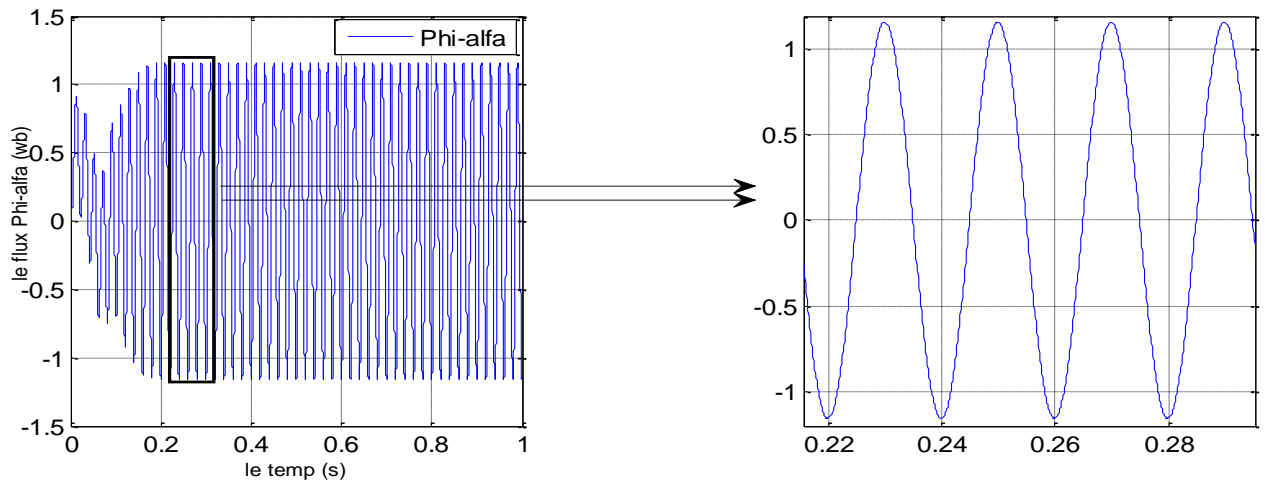
Figure(I.6). le courant statorique  $i_{\alpha s}$



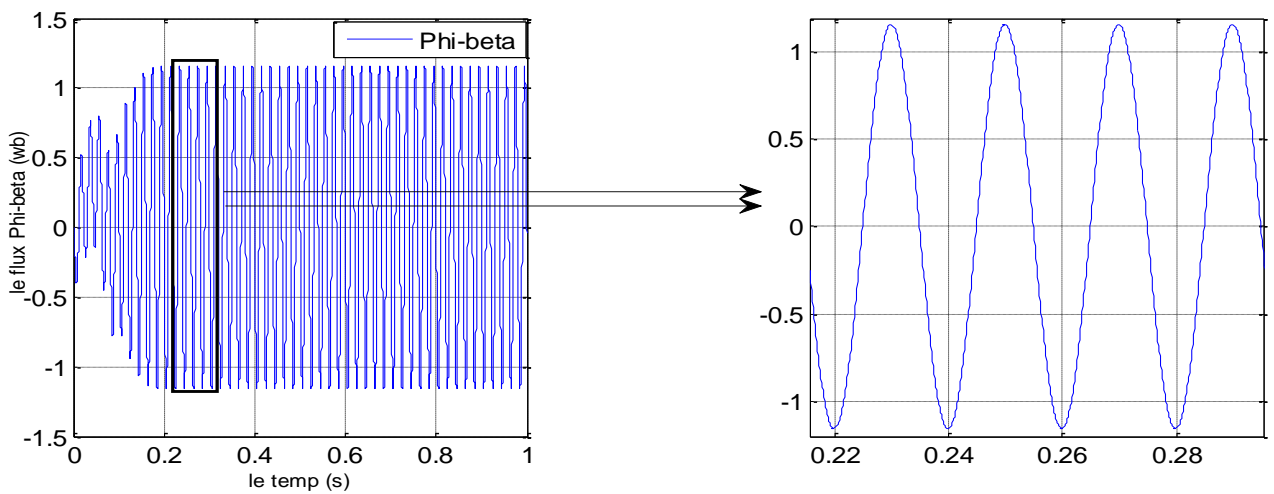
Figure(I.7). le courant statorique  $i_{\beta s}$



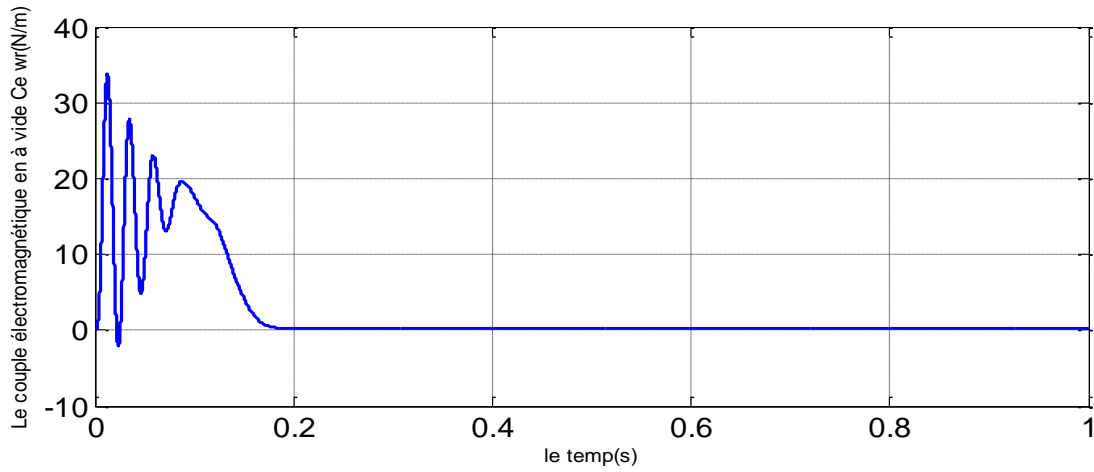
Figure(I.8). la vitesse rotorique à vide  $\Omega_r$  (rad/s)



Figure(I.9). le flux rotorique  $\phi_{\alpha r}$  (Wb)



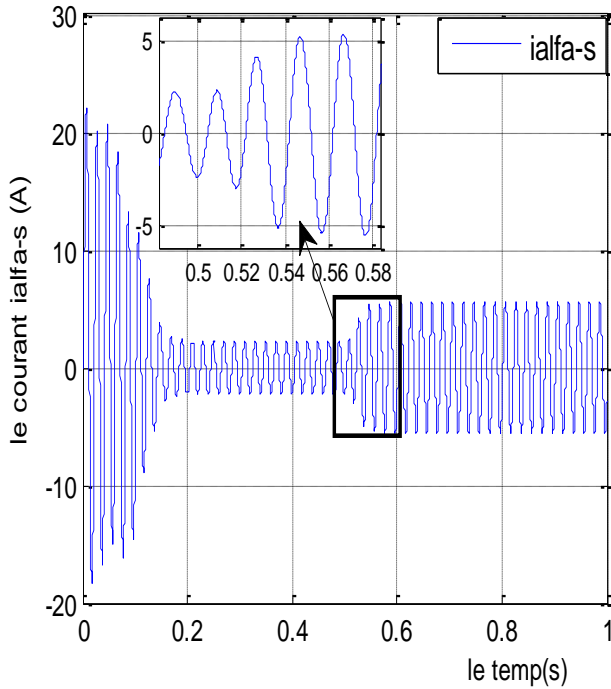
Figure(I.10). le flux rotorique  $\phi_{\beta r}$  (wb)



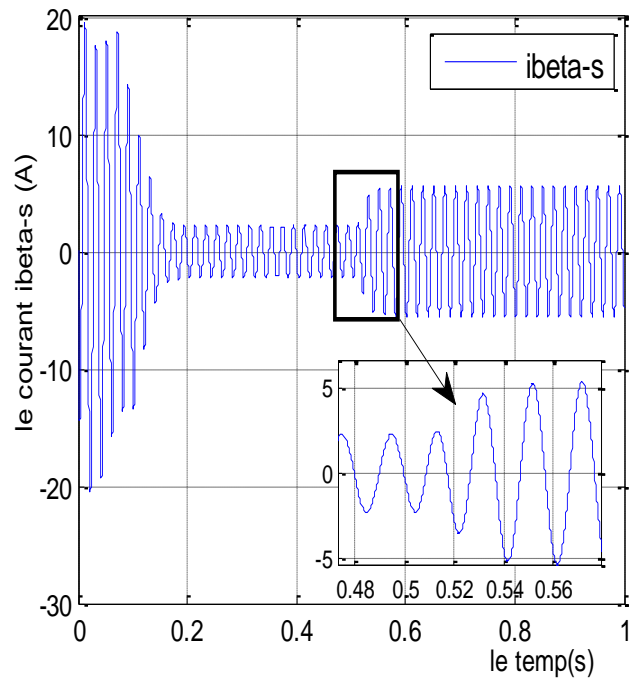
Figure(I.11). Le couple électromagnétique à vide  $C_e$  (N.m)

**I -4-1-2En charge**

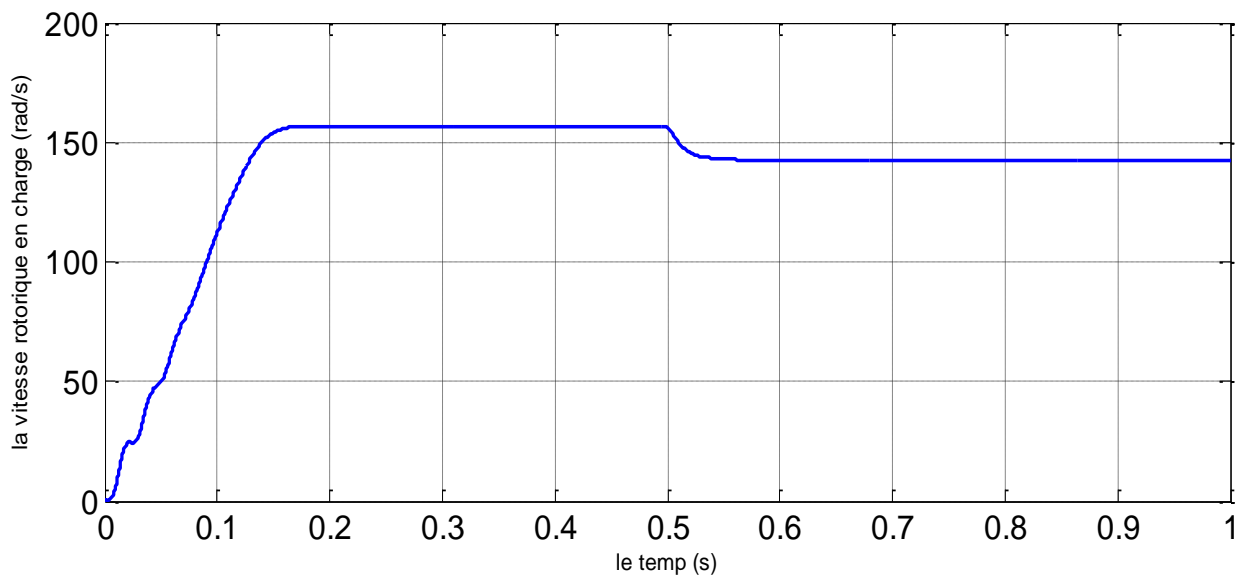
le couple de charge  $C_r=10$  N.m est introduit à l'instant  $t=0,5$



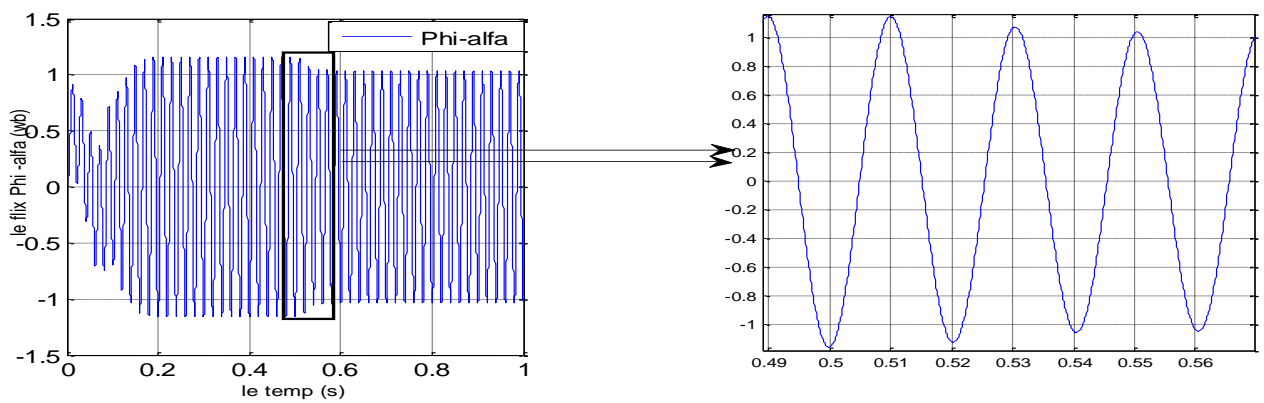
Figure(I.12). le courant statorique  $i_{\alpha S}$  en charge



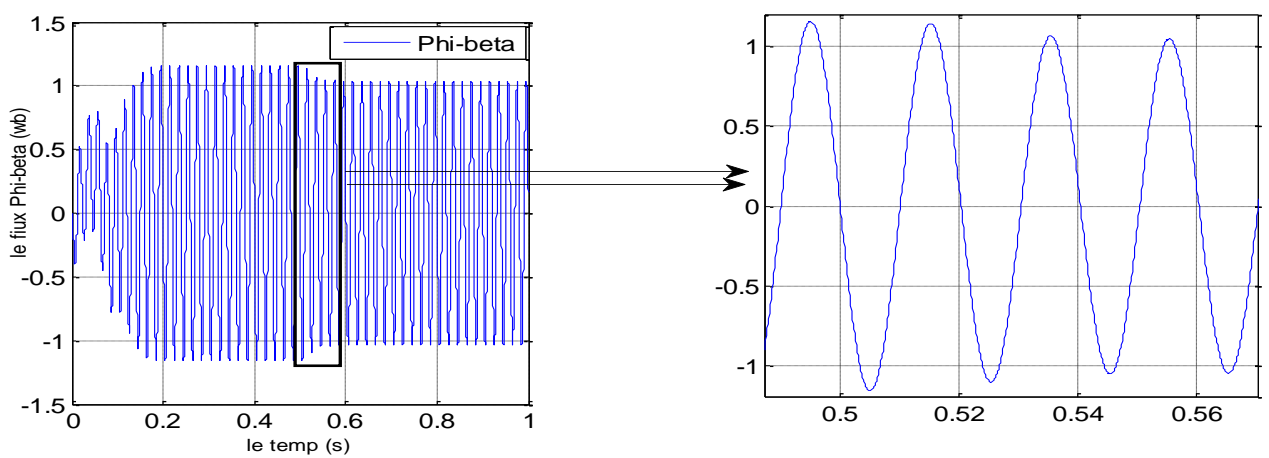
Figure(I.13). le courant statorique  $i_{\beta S}$  en charge



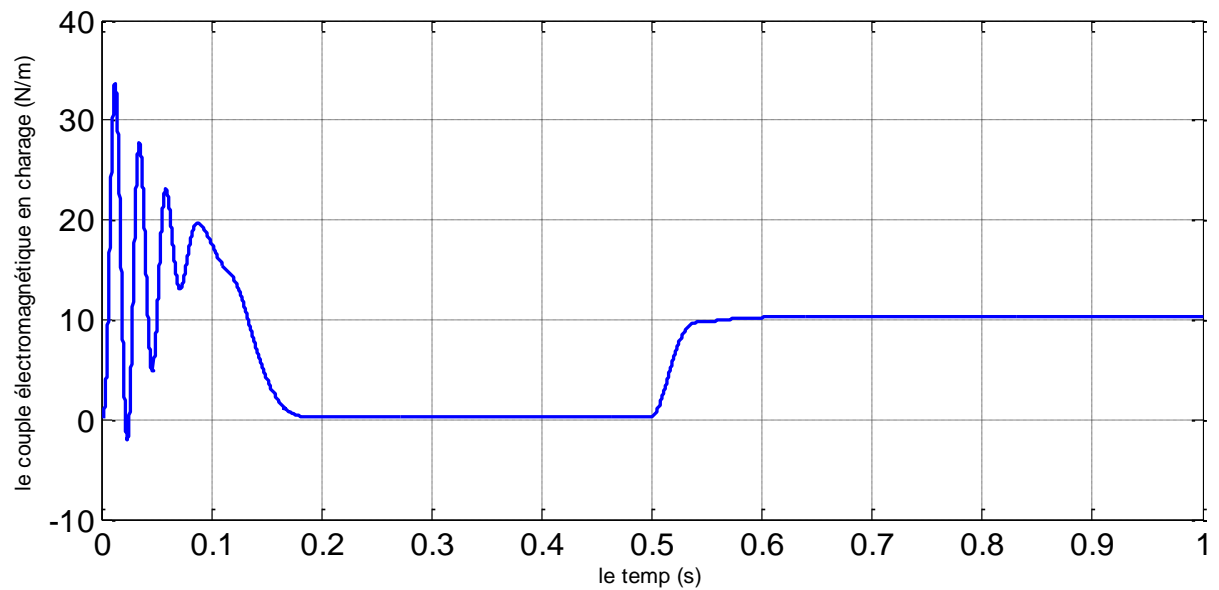
Figure(I.14). la vitesse rotorique( $\Omega_r$  en charge (rad/s))



Figure(I.15). le flux rotorique en charge  $\phi_{\alpha r}$  (Wb)



Figure(I.16). le flux rotorique en charge  $\phi_{\beta r}$  (Wb)



Figure(I.17). le couple électromagnétique en charge (N.m)

### I- 4-1-3 Interprétations des résultats

Pour le courant statorique en fonction du temps, on reconnaît le classique appel de courant au démarrage qui égale à 9 fois environ le courant nominal. Au démarrage, le courant statorique est excessif, mais, vu qu'il est de courte durée, la machine pourrait le supporter sans risquer un échauffement dangereux. Cette valeur de courant due au régime transitoire disparaît au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante. A l'instant  $t=0.5s$ , on constate que le courant statorique augmente à cause de l'augmentation du couple résistant (charge).

L'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire, ensuite la vitesse se stabilise à la valeur nominale. En appliquant une charge à l'instant  $t=0.5s$ , on constate une légère diminution de vitesse.

Pour l'évolution du flux rotorique en fonction du temps. Au premier instant de démarrage, l'allure du flux rotorique prend des petites oscillations puis elle se stabilise à la valeur nominale, on remarque une légère diminution du flux au moment de l'application de la charge.

Pour ce qui est de l'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps, on constate qu'aux premiers instants du démarrage, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire à cause du moment d'inertie, puis il tend vers le régime de fonctionnement à vide. L'application de la charge qui se traduit par l'apparition d'une valeur du couple qui correspond au couple résistant appliqué qui est de 10 (N.m).



## I-5 Modélisation de l'onduleur de tension

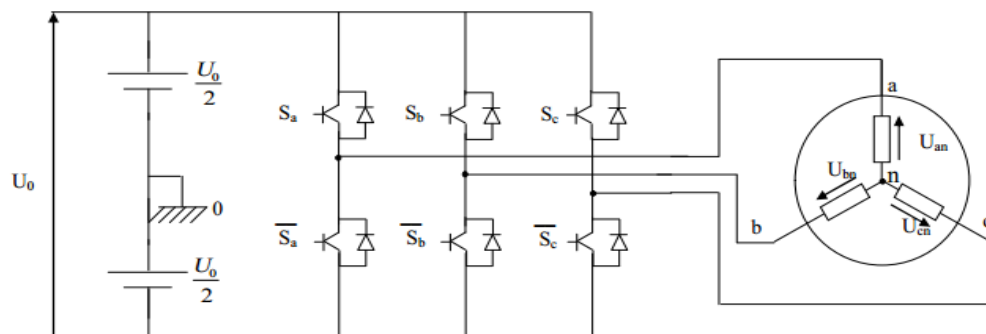
L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et à fréquences variables à partir d'un réseau standard (220/380 V, 50 Hz) après redressement, la tension filtrée  $U_0$  est appliquée à l'onduleur. Il est le cœur de l'organe de commande de la MAS et peut être considéré comme un amplificateur de puissance [10].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne suivante [11]:

$S_{a,b,c} = 1$  : Interrupteur du demi-bras haut ( $a, b$  ou  $c$ ) fermé.

$\bar{S}_{a,b,c} = 0$  : Interrupteur du demi-bras bas ( $a, b$  ou  $c$ ) ouvert.

La figure (I.18) représente le schéma d'un onduleur triphasé alimentant la machine (MAS)



Figure(I.18).Schéma d'un onduleur triphasé

Pour simplifier l'étude de l'onduleur, on supposera que [10]:

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

Les tensions composées à la sortie du pont de l'onduleur triphasé figure (I.18) sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (I.26)$$

$U_{ao}, U_{bo}, U_{co}$  peuvent être considérées comme des tensions d'entrée de l'onduleur (tensions continu). Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif, on a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

$U_{an}$ ,  $U_{bn}$ ,  $U_{cn}$  sont les tensions simples de la machine et  $U_{no}$  la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est considérée équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (\text{I.28})$$

La substitution de (I.27) dans (I.26) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3} \cdot (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (\text{I.29})$$

En remplaçant (I.28) dans (I.26), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

On peut écrire le système d'équation (I.32), on utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteurs on a :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2.S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2.S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2.S_c) \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

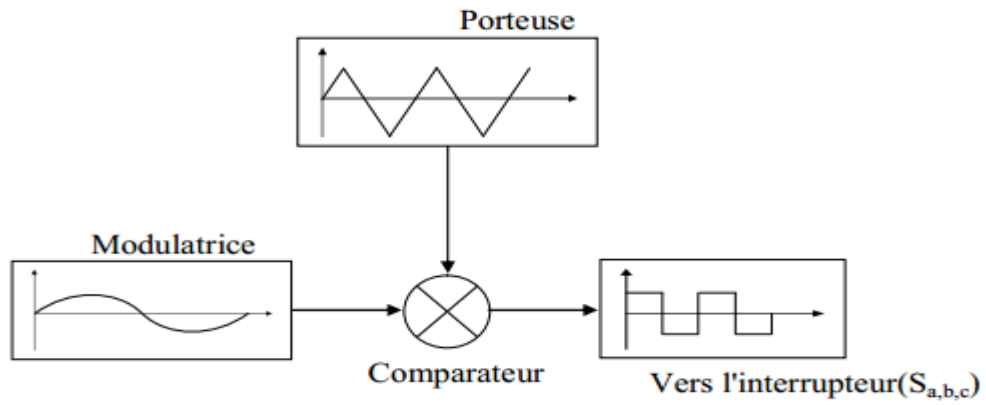
Ou bien sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

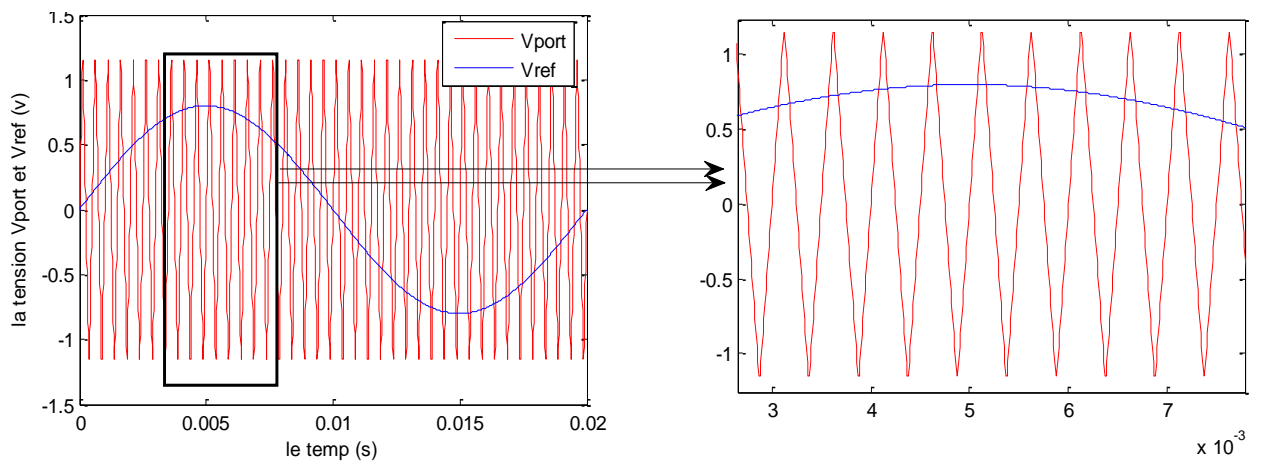
### I-5-1 Contrôle de l'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsion

La modulation de la largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former pendant chaque alternance une tension de sortie constituée d'une succession de créneaux de largeurs convenables.

La méthode de contrôle par MLI fait comparer un signal de la modulatrice de forme sinusoïdale avec le signal de la porteuse de forme triangulaire, les sorties du comparateur sont connectées aux interrupteurs ( $S_{a,b,c}$ ) [12].

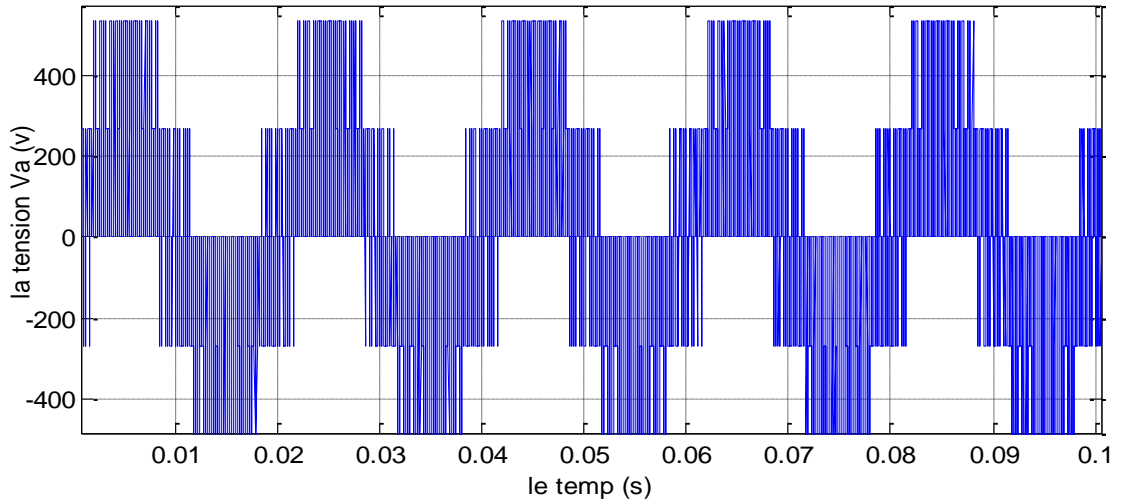


Figure(I.19).Schéma synoptique de la MLI



Figure(I.20). Forme du signal de la porteuse (Vport) avec celui de la référence (Vref)

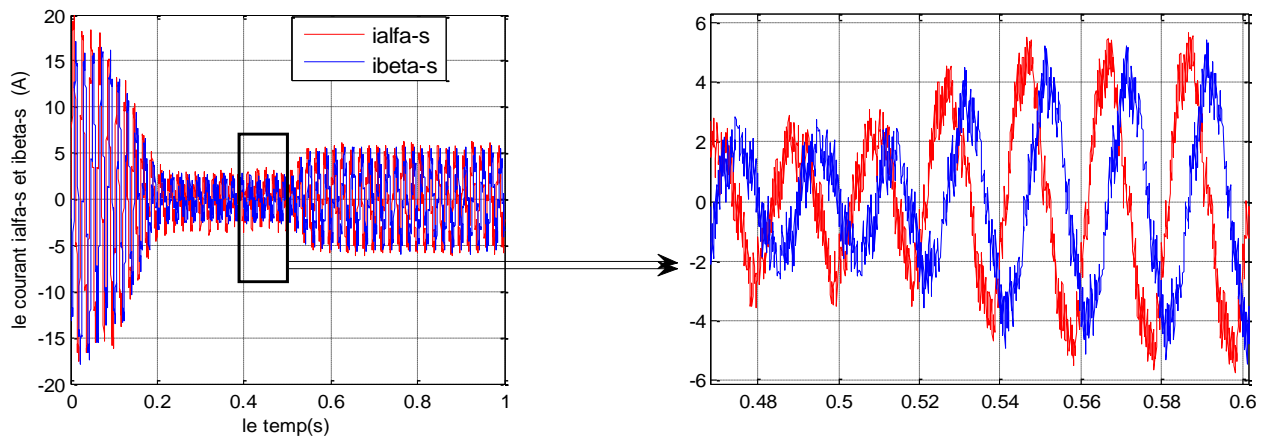
L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion MLI est un convertisseur statique qui permet de fournir un signal de fréquence et amplitude variable. La forme de l'onde de sortie est obtenue en comparant le signal de référence de 50Hz avec le signal de la porteuse. La forme d'onde obtenue à la sortie de l'onduleur est illustrée par la figure (I.21).



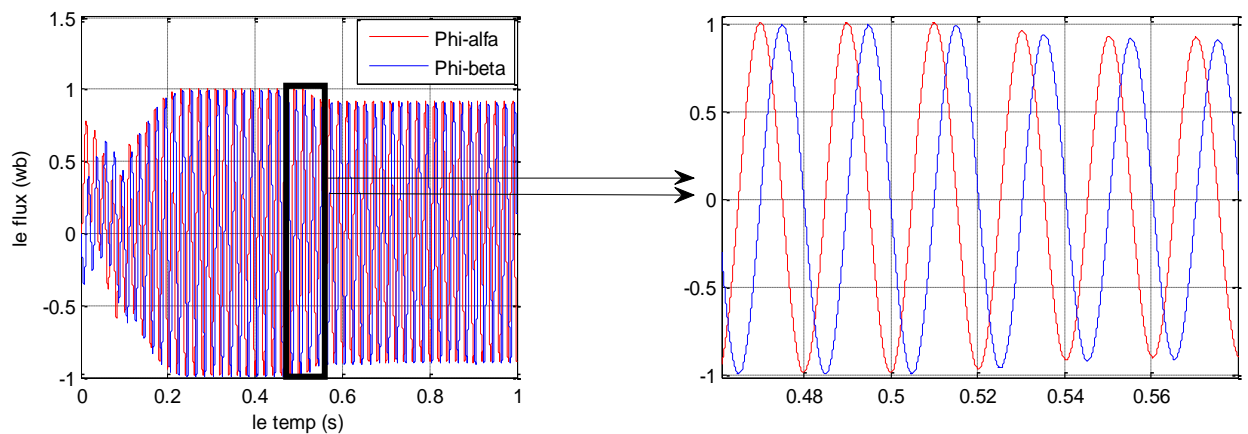
Figure(I.21).Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI Sinusoïdale

### I -5-2 Simulation de la machine asynchrone alimente par onduleur MLI

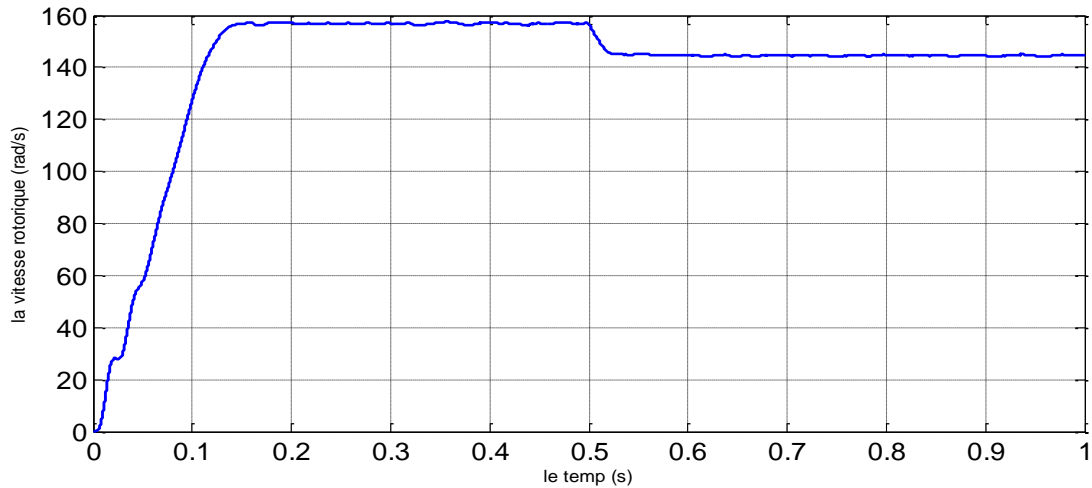
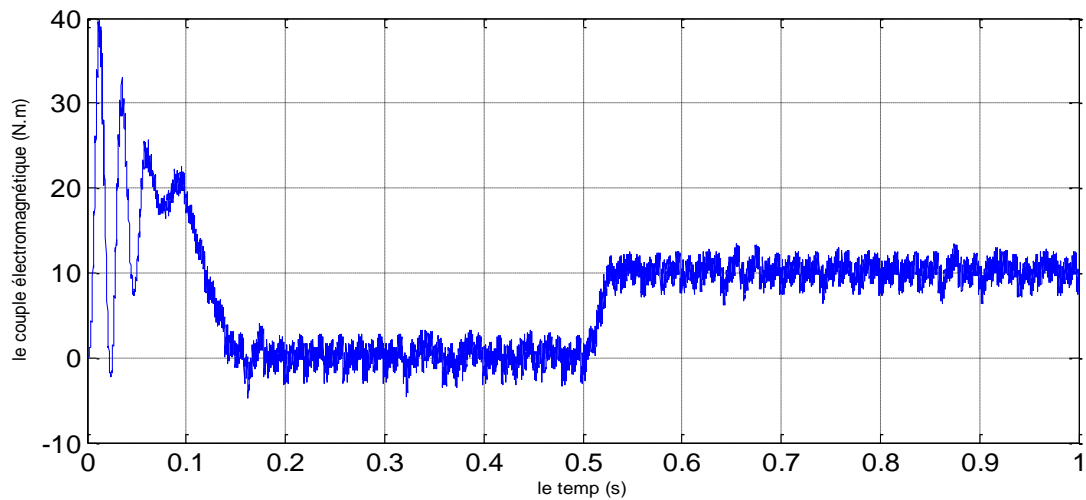
#### I -5-2-1 Résultats de simulation à vide et en charge



Figure(I.22).le courant statorique  $i_{\alpha s}$  et  $i_{\beta s}$  (A)



Figure(I.23).le flux rotorique  $\phi_{\alpha r}$  et  $\phi_{\beta r}$  (Wb)

Figure(I.24).la vitesse rotorique  $\Omega_r$  (rad/s)Figure(I.25).le couple électromagnétique  $C_e$  (N.m)

### I -5-2-2 Interprétations des résultats

Une augmentation du temps de réponse au démarrage pour la caractéristique de vitesse.

Des oscillations du couple électromagnétique en régime permanent à cause de l'utilisation de l'onduleur à MLI qui se traduit par des harmoniques.

Des oscillations observables sur les allures du flux rotorique et du courant statorique à cause d'utilisation du convertisseur statique.

**I -6-Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons fait la modélisation de la machine asynchrone dans le repère  $(a, b, c)$ . ce modèle est fortement non linéaire et difficile à être traité numériquement. Pour faciliter une mise en œuvre numérique, nous avons procédé à la transformation d'axes (transformation de Park) qui permet de simplifier le modèle de la machine. L'écriture du modèle de la machine sous forme d'état permet la résolution numérique.

Le processus du démarrage du moteur a été simulé à vide puis la machine est chargée après 0.5 seconde. Les résultats obtenus montrent que le modèle de la machine seule, alimentée par le réseau, est admissible. De point de vue de simulation, on peut constater que la charge joue un rôle effectif pour la machine à cause de la diminution de vitesse qu'elle introduit. Pour cette raison, le suivant chapitre présentera la régulation de la vitesse de la machine au sein de la commande vectorielle.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, on introduit la commande vectorielle qui fera l'objet du deuxième chapitre.

# Chapitre II

## LA COMMANDE VECTORIELLE

## II-1 Introduction

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, de hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation en (Puissance et vitesse). L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif et précisément la machine asynchrone. Toutefois cette machine possède une difficulté au niveau de la commande, le couple et le flux sont des variables fortement couplés et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre [14].

Pour aboutir à un contrôle du même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle [14].

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectoriel indirecte par orientation du flux rotorique. La méthodologie consiste, en premier lieu, à présenter les équations du modèle de la machine, représentés sous forme de schémas bloc, puis à adjoindre la commande sur cette dernière formulation.

## II-2 Principe de la commande vectorielle

Le principe dont repose la *FOC* est que le couple et le flux de la machine sont commandés séparément en similitude avec la *MCC* à excitation séparée, où les courants statoriques sont transformés dans un référentiel tournant aligné avec le vecteur de flux rotorique, statorique ou ce de l'entrefer, pour produire des composantes selon l'axe  $d$  (control du flux) et selon l'axe  $q$  (control du couple)[15].

La commande *FOC* est initialement proposée en Allemagne au début des années 70 par deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux (Hasse) connu par *IRFOC*, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle Indispensable pour l'orientation du flux (Blaschke) connu par *DFOC*[15].

La technique *IRFOC* a été généralement préférée à la *DFOC* car elle a une configuration relativement simple comparée à la *DFOC* qui demande des estimateurs, ou des sondes à effet *Hall* pour la mesure du flux qui sont contraint aux conditions de travail excessives (température, vibration...etc), et encore que



la mesure soit entachée de bruits dépendant de la vitesse [15]. Mais sans omettre que la *IRFOC* dépend des paramètres de la machine et notamment la constante de temps rotorique  $T_r$  et surtout la résistance rotorique  $R_r$  [15].

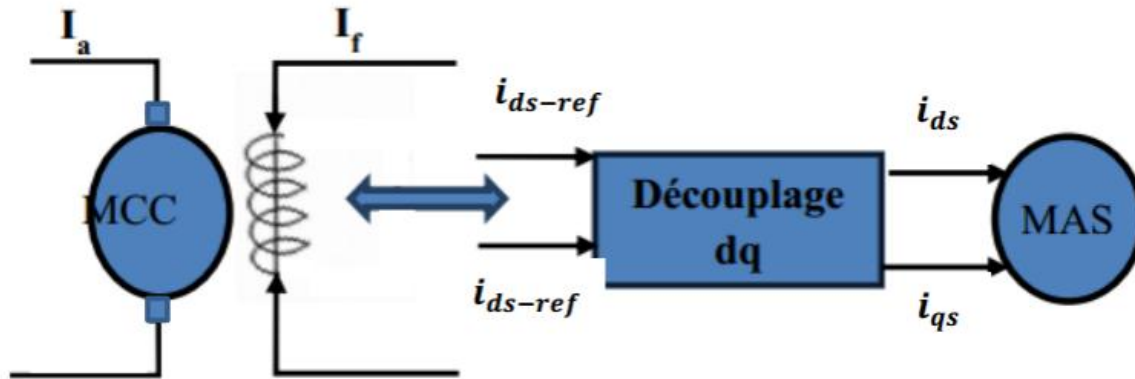


Figure (II.1).Principe de la commande vectorielle

### II-3 La commande vectorielle par orientation du flux

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présentent un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [14].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe  $(d, q)$  et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. La composante transversale  $i_{ds}$  du courant statorique fixe le flux et la composante en quadrature  $i_{qs}$ , le couple. On retrouve le comportement d'une machine à courant continu. La liaison du repère  $(d, q)$  avec le champ tournant  $\left(\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s\right)$  est assurée par l'autopilotage de la machine [14]. Un choix judicieux de l'angle de l'axe d'orientation du repère  $(d, q)$

entraîne l'alignement de l'axe d sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique Figure (II-2)

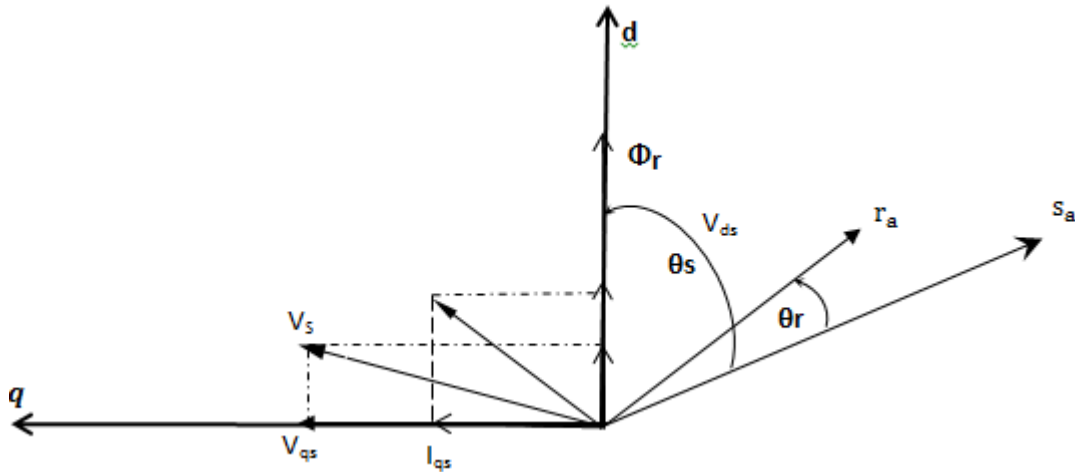


Figure (II.2) Orientation du flux (rotorique, statoriques, d'entrefer)

Le flux ( $\phi$ ) peut représenter:

1 Le flux rotorique :  $\phi_{dr} = \phi_r$  ;  $\phi_{qr} = 0$

2 Le flux statorique :  $\phi_{ds} = \phi_s$  ;  $\phi_{qs} = 0$

3 Le flux d'entrefer :  $\phi_{dg} = 0$

Dans les trois cas, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux [14].

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [14].

Dans tout ce qui va suivre, l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

## II-4- La Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)

### II-4-1 Introduction

Dans le cas de la commande indirecte, le flux n'est pas régulé (donc ni mesuré, ni estimé). Celui-ci est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle  $\theta_s$  qui est obtenu à partir de la pulsation statorique  $\omega_s$ . Cette dernière est la somme de la pulsation rotorique  $\omega_{sl}$  estimée et la pulsation mécanique  $P \cdot \Omega_r$  mesurée.

### II-4-2- 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[15]:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_{sl} \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_{sl} \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

La mise en oeuvre 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  $\phi_r$  figure (II.3)

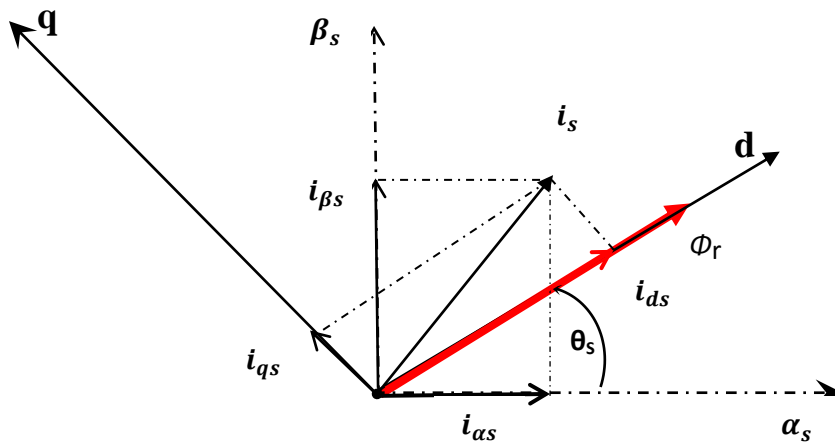


Figure (II.3) .Représentation de l'orientation du repère ( d q)

L'orientation du flux magnétique selon l'axe direct conduit à l'annulation de sa composante en quadrature, on a alors:

$$\phi_{dr} = \phi_r = \text{cst} \quad (\text{II.3})$$

$$\phi_{qr} = 0 \quad (\text{II.4})$$

Les équations des tensions rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + \omega_{sl} \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II. 5})$$

celles des flux:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot \sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot \sigma i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II. 6})$$

Nous obtenons donc les composantes des tensions statoriques :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \end{cases} \quad (\text{II. 7})$$

#### II-4-2-1 Estimation de $\omega_s$ et de $\theta_s$

Dans la commande IRFOC, la pulsation statorique est déterminée indirectement depuis, la mesure de la vitesse mécanique et la pulsation de glissement donnée par la relation suivante [15]:

$$\omega_{sl} = \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\phi_{dr}} \quad (\text{II. 8})$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \Rightarrow \omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \omega_s - P\Omega_r \quad (\text{II. 9})$$

$\omega_{sl}$  : est la pulsation du glissement

$\omega_r$  : est la pulsation rotorique

$\omega_s$  : est la pulsation statorique

$\Omega_r$  : la vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par :  $\omega_r = P\Omega_r$

À partir des équations (II. 8) et (II. 9) nous aurons

$$\omega_s = P\Omega_r + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\phi_{dr}} \quad (\text{II.10})$$

Nous remarquons l'apparition de la constante de temps rotorique, qui est un paramètre influant sur les performances de cette commande. La position  $\theta_s$  est déterminée ensuite par

L'intégration de  $\omega_s$  :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{II.11})$$

#### II-4-2-2 Expression du couple électromagnétique

Il découle de l'expression du couple électromagnétique (I-19) la nouvelle relation suivante:

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} i_{qs} \quad (\text{II.12})$$

Notons que la vitesse donnée par l'expression

(I-20) reste inchangée, Il devient tout à fait Claire qu'en fixant la valeur de  $\phi_{dr}$  à une valeur de référence  $\phi_{dr}^*$ , le couple ne dépendra que du courant statorique  $i_{qs}$  (comme dans le cas d'une MCC à excitation séparée), qui est le but de la commande vectorielle.

Les équations de la machine sont résumées dans (II.13) [15] :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + L_s \sigma \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{qs} - \frac{R_r L_m}{L_r^2} \phi_{dr} \\ V_{qs} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} + L_s \sigma \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s L_s \sigma i_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \\ \omega_s = P \Omega_r + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\phi_{dr}} \\ C_e = P \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} i_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \end{array} \right. \quad (\text{II.13})$$

Finalement l'écriture en équation d'état (en reconnaissant  $\phi_{qr} = 0$ ) conduit au système suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega_s \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega \end{cases} \quad (\text{II. 14})$$

On remarque dans ces équations, que  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  dépendent à la fois des courants des deux axes choisis comme variables d'états  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  donc ils influent sur le flux et le couple. Il est donc indispensable de procéder au découplage des termes couplés [17].

### II-4-3 Découplage

Différentes techniques de découplage existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation, que nous allons présenter maintenant [17].

#### II-4-3-1 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 ( $\frac{d\phi_{dr}}{dt} = 0$ ) par rapport aux courants, alors les équations de tensions (II-07) sont réécrites en introduisant l'opérateur de Laplace  $s$  de la manière suivante [17]:

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s \sigma L_s) i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s \sigma L_s) i_{qs} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \end{cases} \quad (\text{II. 15})$$

Les nouvelles variables de commande  $V_{ds}^*$ ,  $V_{qs}^*$  s'écrivent alors comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = (R_s + s \sigma L_s) i_{ds} = V_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} = V_{ds} + e_{ds} \\ V_{qs}^* = (R_s + s \sigma L_s) i_{qs} = V_{qs} - \left( \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \right) = V_{qs} - e_{qs} \end{cases} \quad (\text{II. 16})$$

avec: \* désignant la variable de commande ou de référence

#### II-4-4 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine. Il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure ou égale à la vitesse nominale d'une part et permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale, il est défini par la fonction non linéaire suivante[17]:

$$\text{Sous-vitesse:} \quad \phi_r = \phi_{rnom} \quad \text{pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{rnom}$$

$$\text{Sur -vitesse:} \quad \phi_r = \frac{\Omega_{rnom}}{|\Omega_r|} \phi_{rnom} \quad \text{pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{rnom}$$

Avec:

$\Omega_{rnom}$  : Vitesse de rotation nominale.

$\phi_{rnom}$  : Flux rotorique nominale.

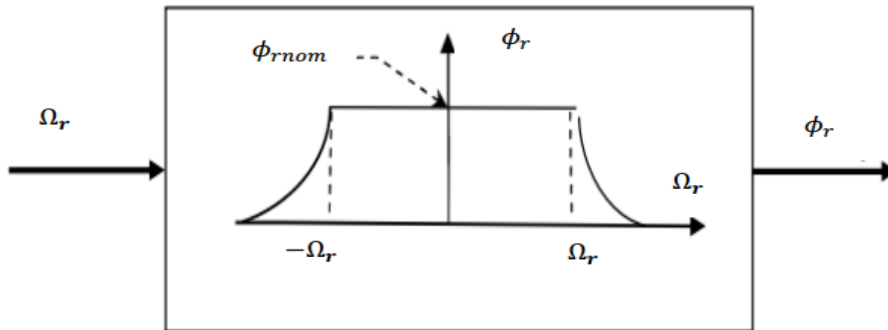


Figure (II-4). Bloc de défluxage

#### II-4-5 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  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ .

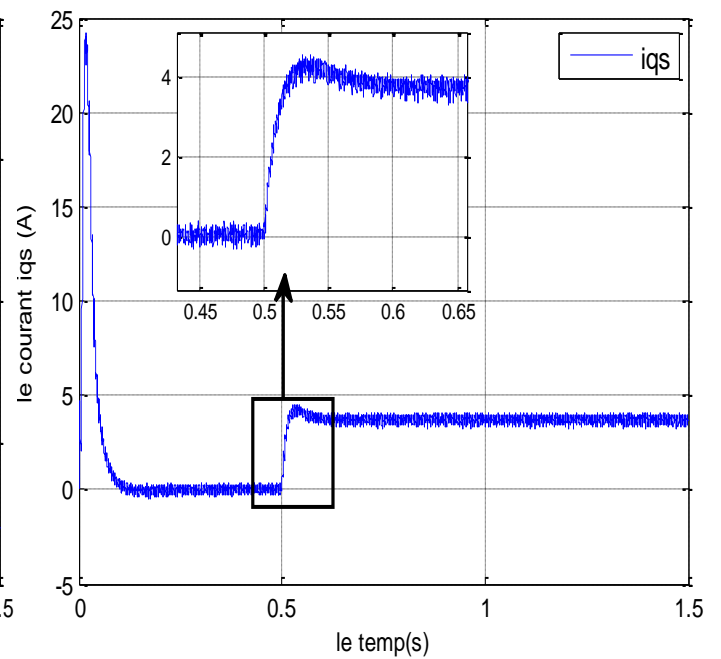
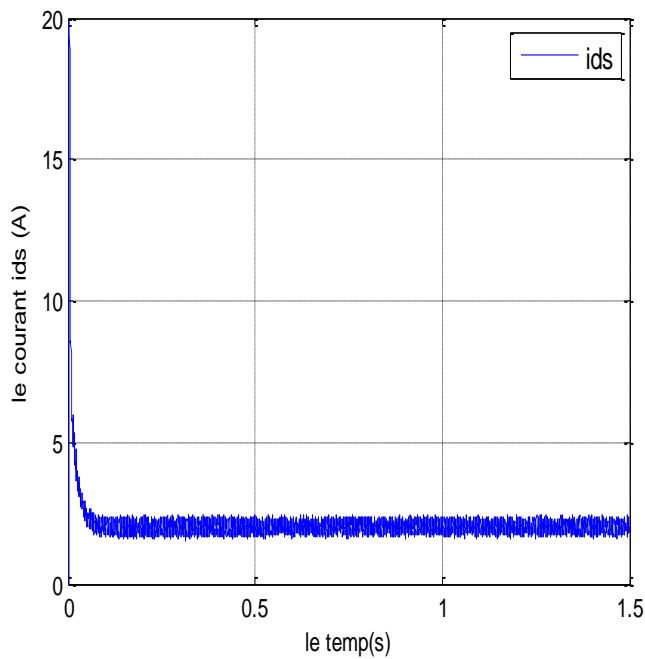
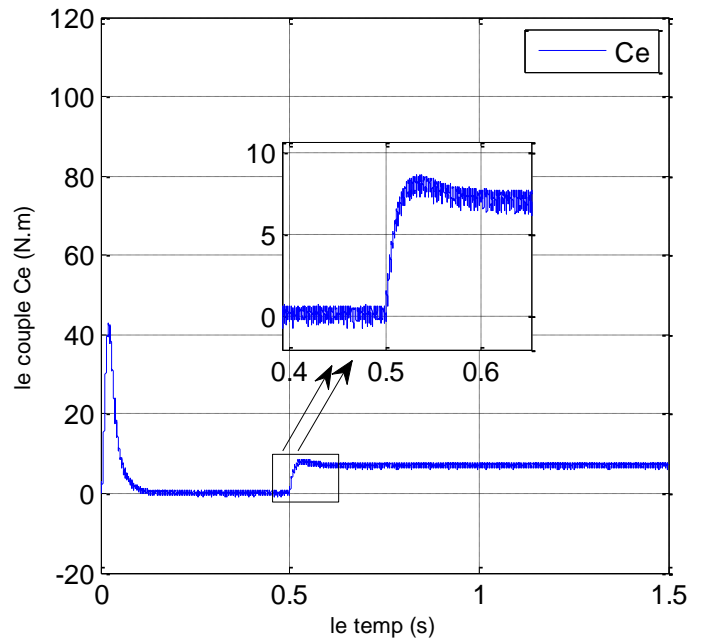
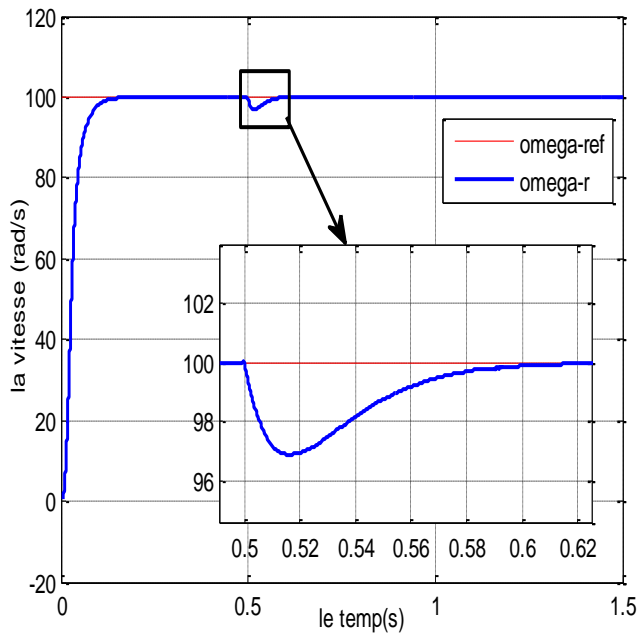
Les détails des calculs des paramètres des régulateurs sont donnés en annexe(B).

#### Remarque :

Le schéma fonctionnel du système global contrôlé par la commande vectorielle IRFOC est donné en annexe (C).

## I-5 Présentation des résultats de simulation

### II-5-1-1 Essai à vide et en charge





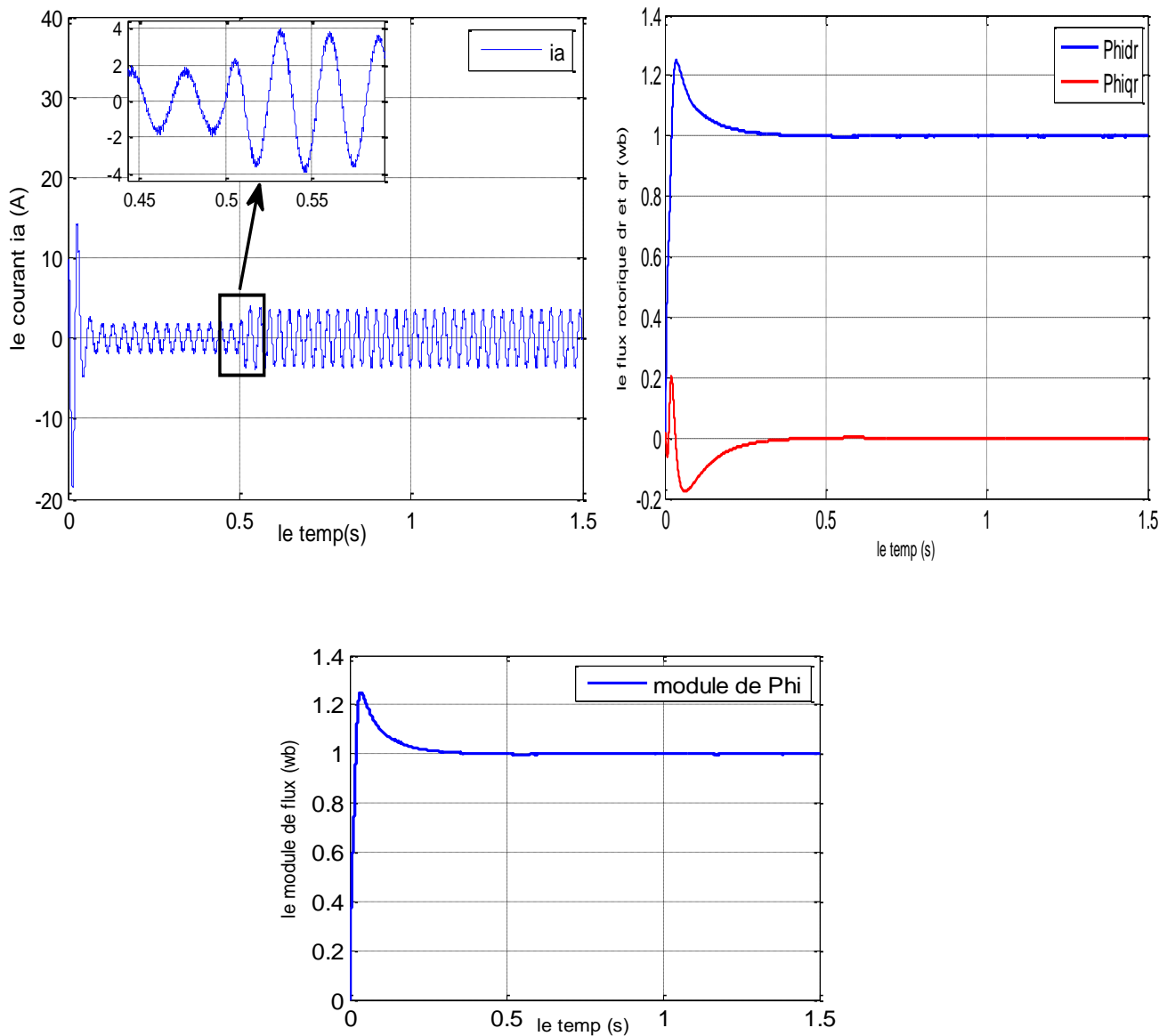


Figure (II-5). Résultats de simulation de FOC de la MAS alimentée en tension lors du démarrage à vide et en charge application de la charge à  $t=0,5s$

### II-5-1-2 Interprétations des résultats

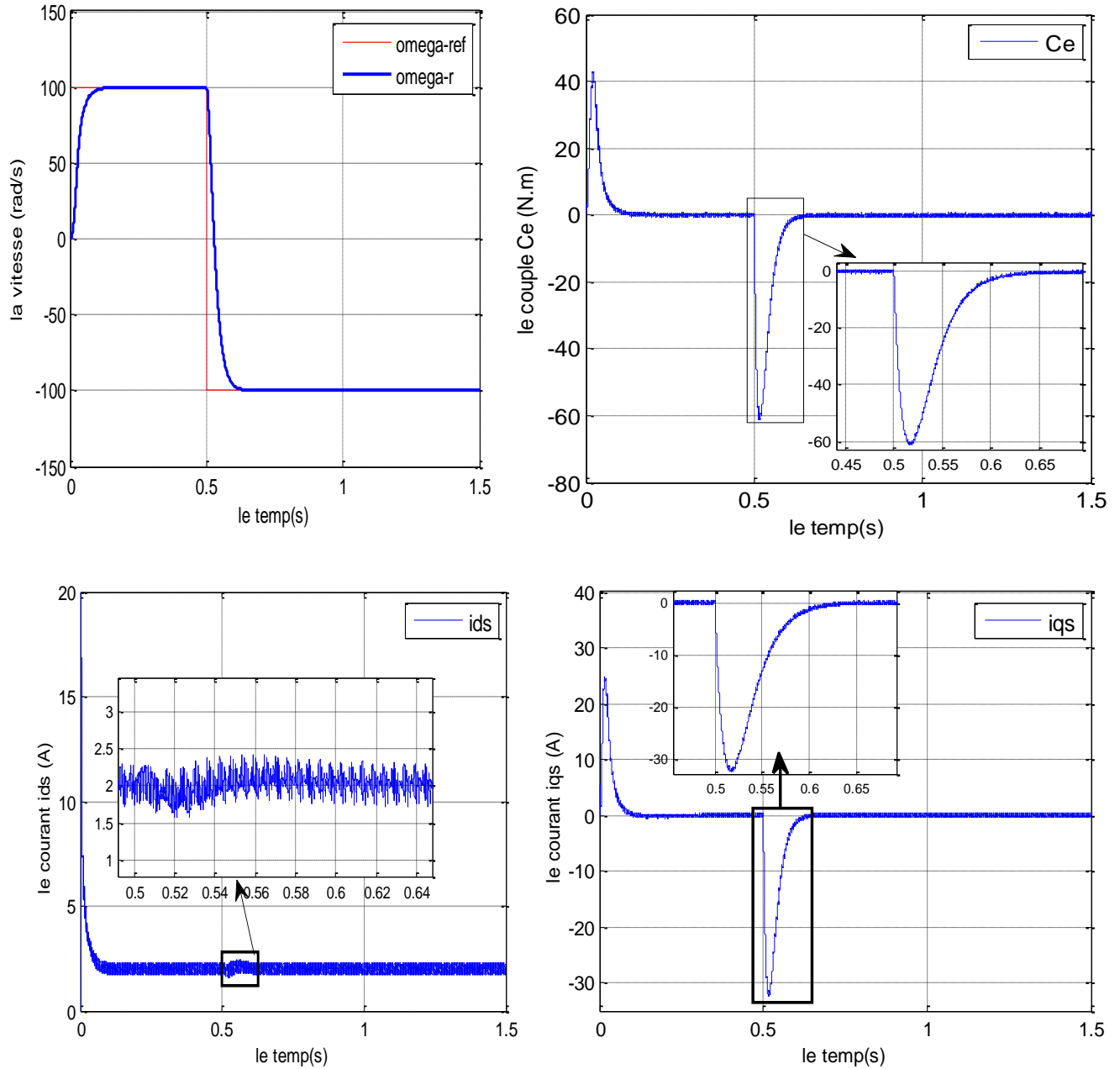
On applique à l'entrée de commande un échelon de vitesse de  $100(\text{rad/s})$ . La figure (II-5) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge.

On remarque que dans le fonctionnement à vide, la vitesse converge vers sa valeur de référence avec un dépassement faible et sans erreur statique. Après l'application de la charge à l'instant  $t=0,5s$  ( $C_r = 7N.m$ ), on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence sans erreur, le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic aux premiers instants de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. On remarque que le courant  $i_{qs}$  représente l'image du couple à une constante près ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple et que les composantes du flux rotorique obéissent aux principe de la commande vectorielle

$$(\phi_{dr} = \phi_r = 1, \phi_{qr} = 0).$$

### II-5-2-1 Essai de l'inversion de sens de rotation



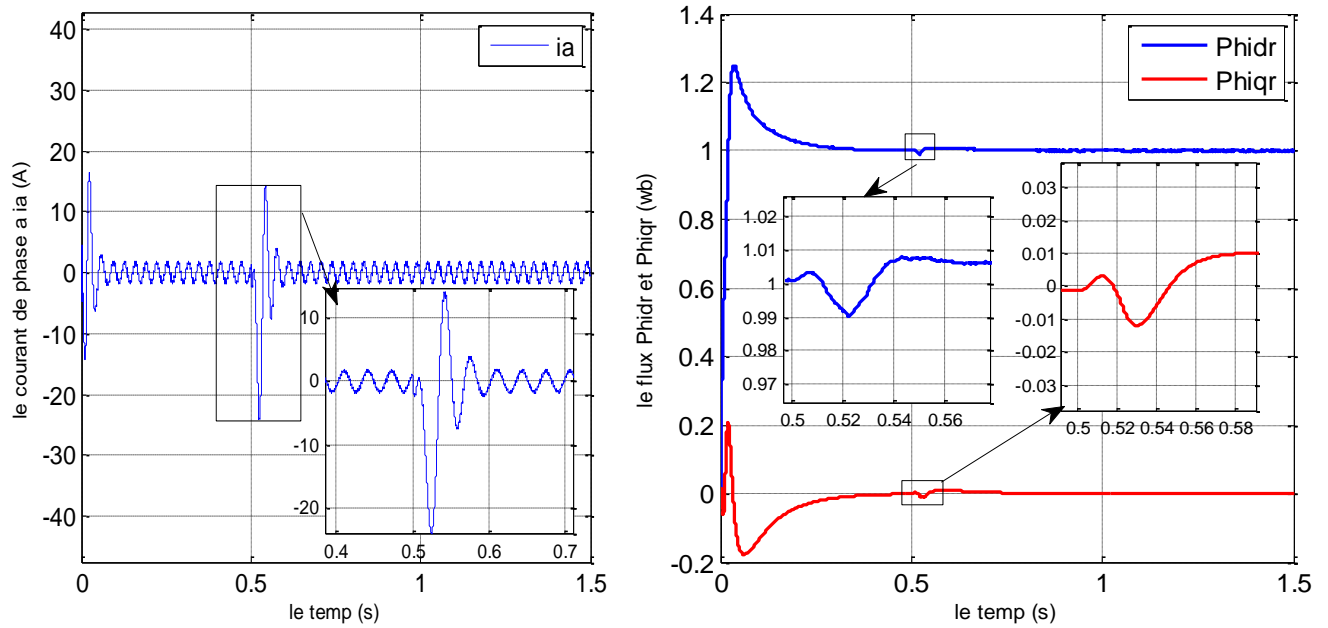


Figure (II-6).Essai de l'inversion de sens de rotation

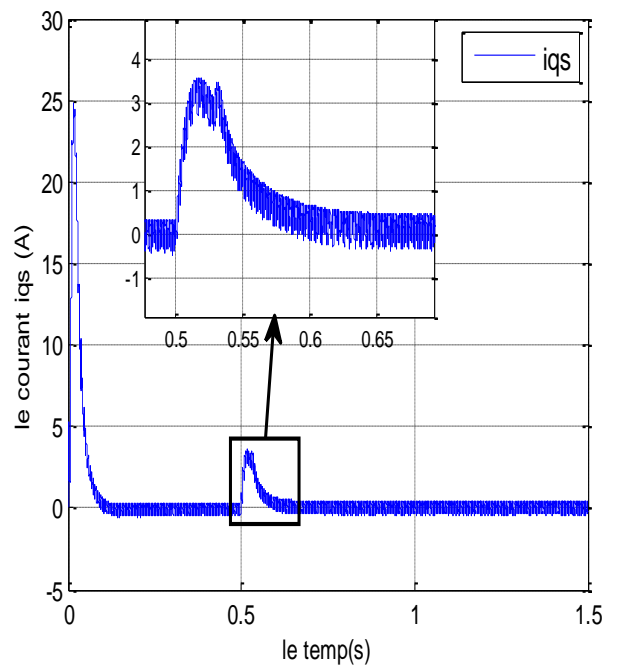
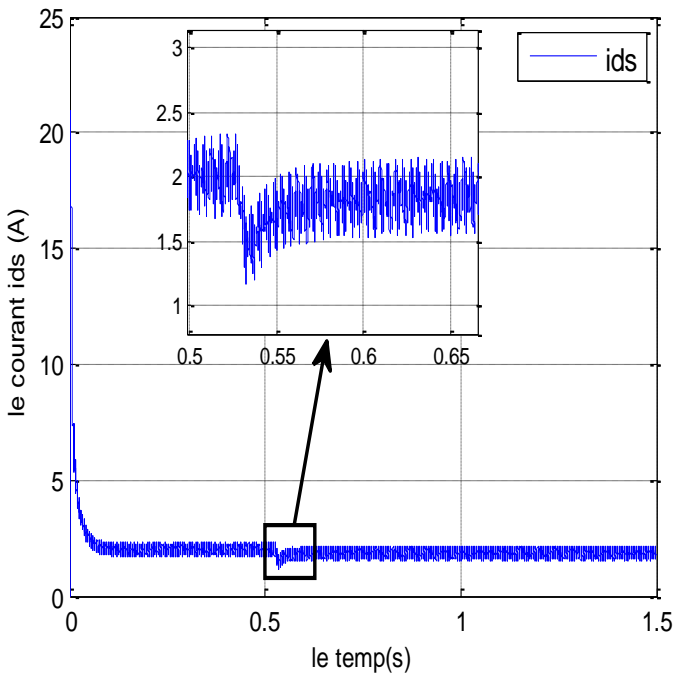
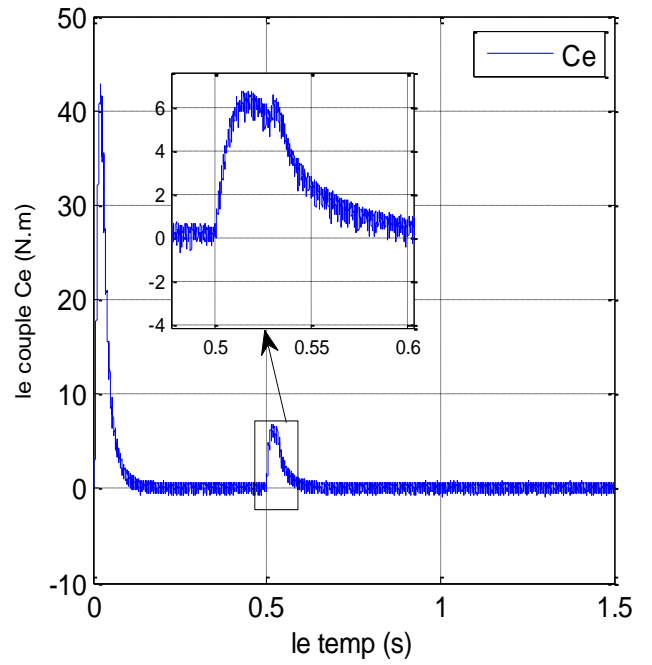
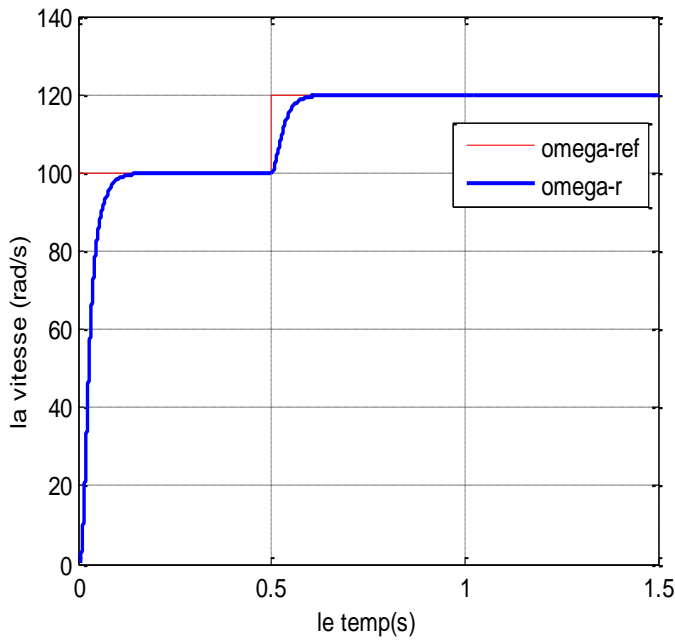
### II-5-2-2 Interprétations des résultats

Les résultats de simulation obtenus pour l'inversion de la vitesse (100  $rad/s$  à -100  $rad/s$ ) de la figure (II-6), montrent que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse.

Les allures du couple et du courant  $i_{qs}$  présentent des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Enfin, Le principe de la commande vectorielle est bien vérifié.

II-5-3-1 Changement de la référence de vitesse



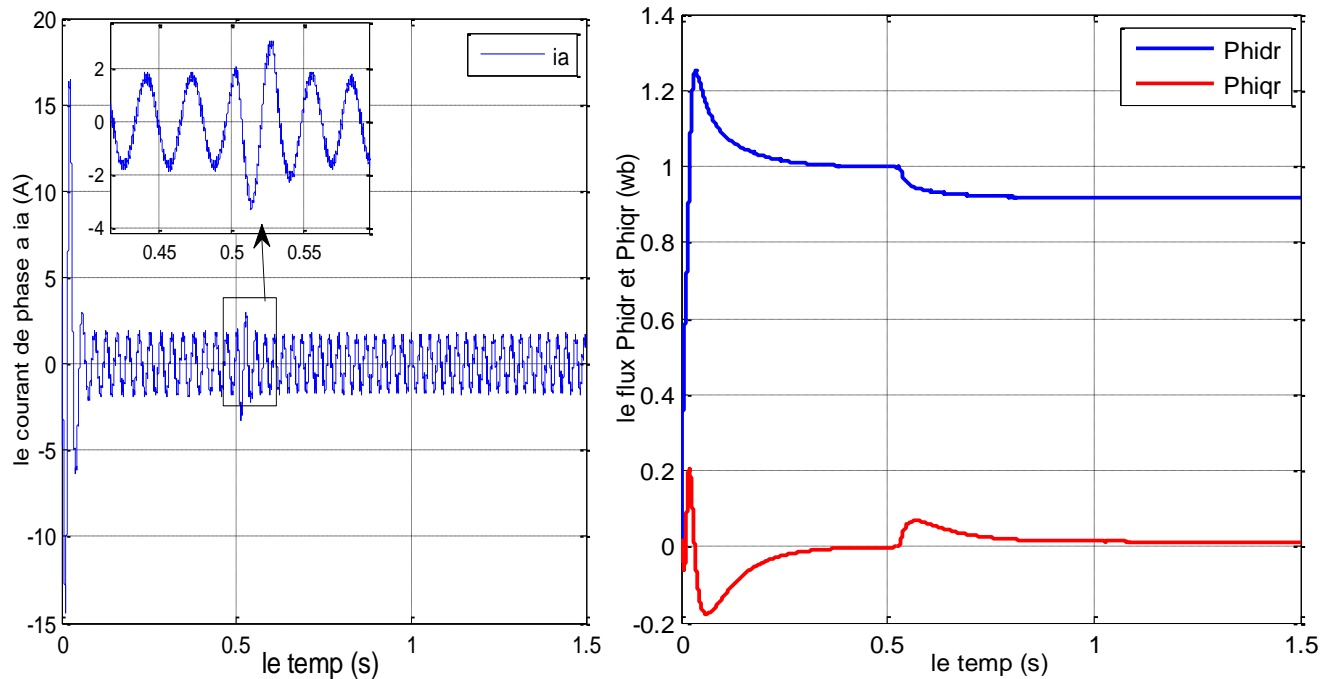


Figure (II-07).Essai de variation de la vitesse

### II-5-3-2 Interprétations des résultats

Les résultats de simulation obtenus pour la changement de la référence de vitesse de  $\Omega_{ref} = 100$  (rad/s) à  $\Omega_{ref} = 120$  (rad/s) de la figure (II-07) montrent que la variation de la vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence Sans dépassement ni erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le courant  $i_{qs}$  est toujours l'image du couple ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple.

Aussi, on remarque une variation en module du flux rotorique à cause du fonctionnement en mode de défluxage de la machine, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

**II-8 Conclusion**

Dans ce chapitre, la modélisation et la simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone sont présentées. Cette commande permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparée.

Le découplage persiste toujours, ce qui montre la robustesse de la commande *IRFOC* face aux variations de la vitesse.

Les résultats de simulation, nous conduisent à dire que la machine asynchrone commandée par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse. Les résultats obtenus par la commande proposée montrent sa robustesse vis-à-vis des variations de la vitesse et de la charge.

## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire expose la synthèse de la technique de commande vectorielle indirecte associée à un régulateur PI pour le contrôle de la vitesse d'une machine asynchrone à cage.

Une étude générale de modélisation de la MAS a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park et en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux rotorique et le couple électromagnétique.

Pour réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur MAS, un découplage du flux et du couple est indispensable. Pour cela on a utilisé la technique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté qui permet de commander la machine asynchrone d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le flux et le couple est naturel.

La commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur de tension, utilisant des régulateurs PI présente de bonnes performances. Les différents tests de simulation établis montrent les bonnes performances de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique en régime statique qu'en régime dynamique. Cette commande nécessite l'utilisation de capteurs (ex de vitesse, de position) etc... Malheureusement, ces derniers sont chers et augmentent le prix et la complexité de la commande.

La commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone vient surmonter les inconvénients du capteur mécanique, Le remplacement de ce dernier par des observateurs, permettant de reconstituer la vitesse de la machine à partir des grandeurs électriques mesurables (tension courant), a été discuté.

Dans cette étude, l'observateur de vitesse utilisé est un observateur à mode glissant. Il est basé sur l'erreur d'estimation du courant et le flux rotorique estimé. Quand le courant estimé converge vers le courant réel, le flux estimé converge vers le flux réel et la vitesse estimée converge vers la vitesse réelle.

Les résultats de simulation montrent que les erreurs d'estimation des différentes grandeurs sont assez faibles et on peut conclure que les performances de cet observateur de vitesse sont assez bonnes.

# Chapitre III

OBSERVATEUR À MODE

GLISSANT

DE LA VITESSE



## Annexe A

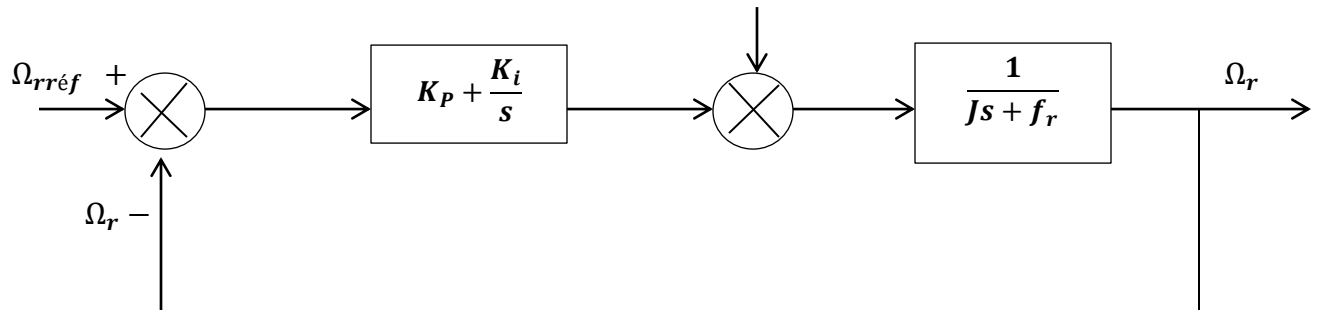
Les paramètres de la machine asynchrone rotor à cage étudiée

|                                |          |        |                   |
|--------------------------------|----------|--------|-------------------|
| Puissance nominale             | P        | 1.1    | kw                |
| Tension statorique nominale    | U        | 220    | v                 |
| Vitesse nominale               | N        | 1450   | tr/min            |
| Courant statorique nominal     | i        | 2      | A                 |
| Résistance statorique          | $R_s$    | 6.75   | $\Omega$          |
| Résistance rotorique           | $R_r$    | 6.21   | $\Omega$          |
| Inductance cyclique statorique | $L_s$    | 0.5192 | H                 |
| Inductance cyclique rotorique  | $L_r$    | 0.5192 | H                 |
| Inductance mutuelle            | $l_m$    | 0.4957 | H                 |
| Nombre de paires de pôles      | p        | 2      |                   |
| Moment d'inertie               | J        | 0.0140 | kg.m <sup>2</sup> |
| Flux statorique nominal        | $\phi_n$ | 1      | wb                |

## Annexe B

**B-1 Calcul du régulateur de vitesse**

Pour calculer les paramètres du régulateur  $PI$ , on suppose que la dynamique de la vitesse est plus lente par rapport à la dynamique des grandeurs électriques, Le régulateur est conçu selon l'équation (I.20)



La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$\frac{\Omega_r}{\Omega_{rréf}} = \frac{K_p \cdot s + K_i}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{(K_p + f_r)}{K_i} s + 1} \quad (\text{B. 1})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre, dont la forme canonique est donnée ci-dessous :

$$\frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{B. 2})$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{K_I} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad , \quad \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p + f_r}{K_i} \quad (\text{B.3})$$

$$K_i = J\omega_n^2 \quad (\text{B.4})$$

$$K_p = 2\xi J\omega_n - f_r \quad (\text{B.5})$$

## B.2 Régulateurs de courants

### B.2.1 Régulateur du courant $i_{ds}$

A partir des équations (II.14) (équation du courant  $i_{ds}$ ), l'équation devient :

$$\sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \left( R_S + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} - \left( \frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \phi_{dr} - V_{ds} = 0 \quad (\text{B.6})$$

$$\sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \left( R_S + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} - e_{ds} - V_{ds} = 0 \quad (\text{B.7})$$

$$e_{ds} = \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \left( \frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \phi_{dr} \quad (\text{B.8})$$

En utilisant la transformation de la place on obtient :

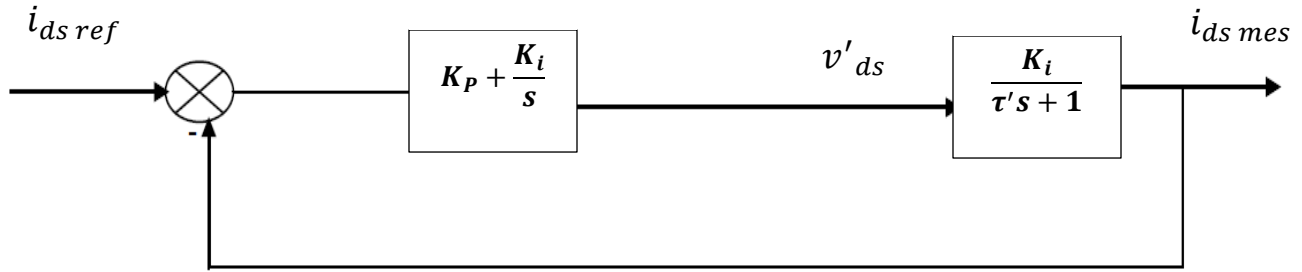
$$\left( \sigma L_s s + \left( R_S + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) \right) I_{ds} = e_{ds} + V_{ds} \quad (\text{B.9})$$

$$I_{ds} = \frac{e_{ds} + V_{ds}}{\sigma L_s s + \left( R_S + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right)} = \frac{K'(e_{ds} + V_{ds})}{\tau' s + 1} \quad (\text{B.10})$$

Avec:

$$K' = \frac{1}{\left( R_S + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right)} \quad , \quad \tau' = \frac{\sigma L_s}{\left( R_S + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right)} \quad (\text{B.11})$$

Le schéma fonctionnel de la régulation de courant  $i_{ds}$  par un régulateur  $PI$  sera donc :



La fonction de Transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{i_{ds\ mes}}{i_{ds\ ref}} = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{S}\right) \left(\frac{K'}{1 + \tau' s}\right)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{S}\right) \left(\frac{K'}{1 + \tau' s}\right)} \quad (\text{B. 12})$$

Par analogie avec l'équation fondamentale du système du deuxième ordre :

$$\begin{cases} S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2 \\ S^2 + \frac{K_p K' + 1}{\tau'} S + \frac{K_i K'}{\tau'} \end{cases} \quad (\text{B. 13})$$

$$\begin{cases} \frac{K_p K' + 1}{\tau'} = 2\xi\omega_n \\ \frac{K_i K'}{\tau'} = \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{B. 14})$$

$$= \left\{ K_p = \frac{2\xi\omega_n\tau' - 1}{K'} \right\} > \quad (\text{B. 15})$$

$$= \left\{ K_i = \frac{\omega_n^2 \tau'}{K'} \right\} > \quad (\text{B. 16})$$

### B.2.2 Régulateur du courant $i_{qs}$

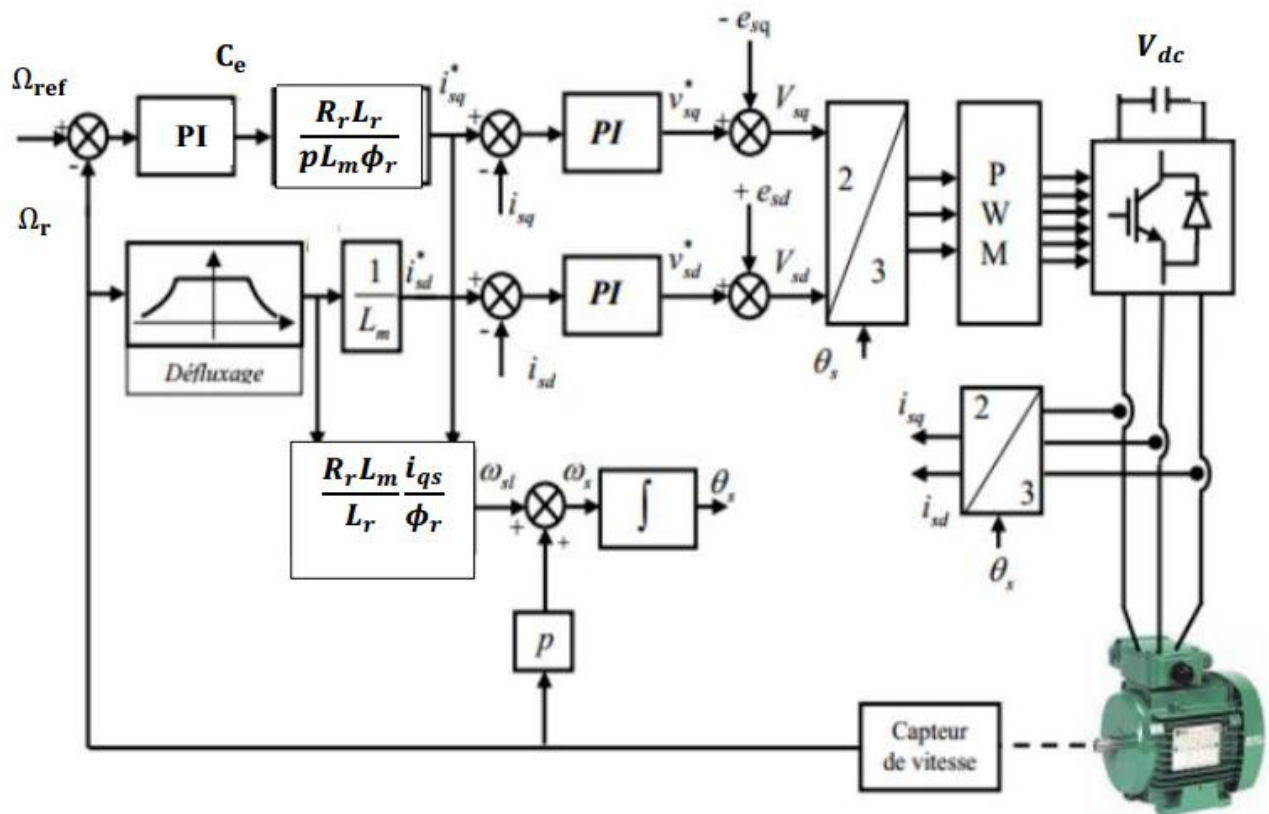
Le même calcul pour le courant  $i_{ds}$

$$\left\{ K_p = \frac{2\xi\omega_n\tau' - 1}{K'} \right. \quad (\text{B. 17})$$

$$\left. \left\{ K_i = \frac{\omega_n^2 \tau'}{K'} \right. \right. \quad (\text{B. 18})$$

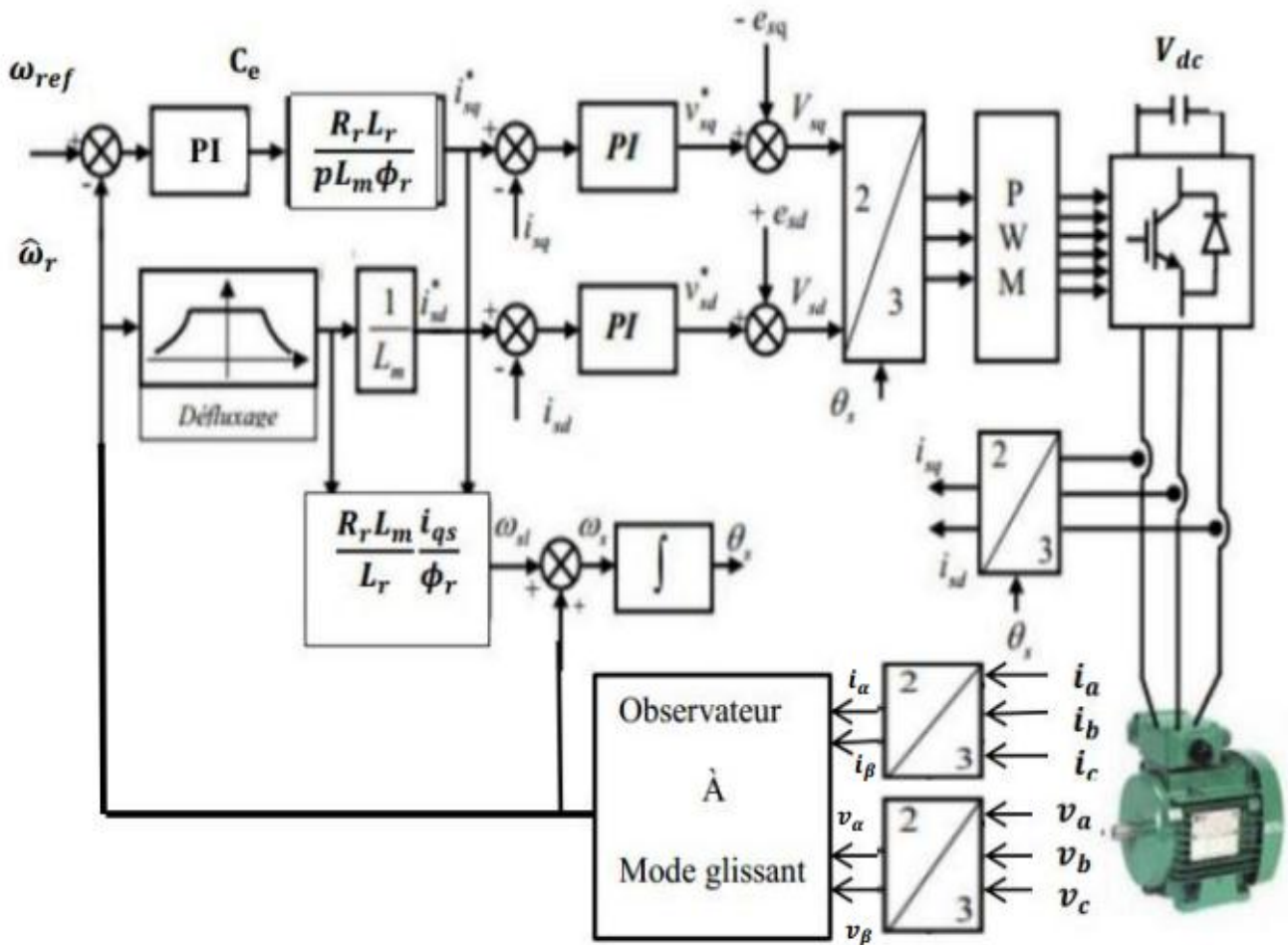
## Annexe C

Le schéma fonctionnel du système global contrôlé par la commande vectorielle IRFOC



## Annexe D

Le schéma fonctionnel du contrôle vectoriel indirect de la vitesse en utilisant un observateur à mode glissant



- [1]: **ZAIEM-NAAMI Hibât Alrahmen** (Etude comparative entre la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et la commande directe du couple classique appliquées à la MAS) Mémoire Master ACADEMIQUE de Université Ourgla.Algérie.2016
- [2]: **AIMENE- TOUAHRI** (Etude et simulation d'un système redresseur MLI – onduleur Pour l'entraînement de la MAS) Mémoire Master ACADEMIQUE de Université Ourgla.Algérie.2015
- [3]: **YOUNES HADJIYASSER GADI** (Détection de défauts dans le convertisseur à MLI d'une machine asynchrone) Mémoire MASTER ACADEMIQUE de Université OUARGLA, Algérie 2014
- [4]: **O. Ondel**, «Diagnostic par reconnaissance des formes: application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone», Mémoire de doctorat l'école centrale de Lyon Octobre 2006
- [5]: **R. Seif-el-islam** (Commande scalaire d'un moteur asynchrone triphasé : conception et réalisation d'un onduleur triphasé et implémentation sur une carte ARDUINO) Mémoire MASTER de Université CONSTANTINE I 2015.
- [6]: **Mr RABIA LAKHDAR** (Modélisation, identification expérimentale et commande vectorielle d'un moteur asynchrone triphasé à cage) Mémoire MASTER ACADEMIQUE Université OUARGLA, Algérie 2015.
- [7]: **DJAGHDALI LAKHDAR** (CONTRIBUTION A LA COMMANDE PREDICTIVE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE À INDUCTION) Thèse DOCTORAT En SCIENCES En ELECTROTECHNIQUE Université de Batna 2, Algérie ,2016.
- [8]: **HOUACINE Karima** (commande neuro-floue d'un machine asynchrone dans une chaine de propulsion d'un véhicule électrique) Thèse DOCTORAT de l'Université Mouloud Mammeri de Tizi – Ouzou, Algérie, 2016
- [9]: **LEGRIQUI SAID** (Etude et réalisation de la commande DTC des machines asynchrones par la logique floue) Mémoire de Master Université de CONSTANTINE I, Algérie, 2013
- [10]: **M. FEROURA Hamza** (Commande DTC à fréquence constante des machines asynchrones.) Mémoire de Master Université de SETIF, 2013.
- [11]: **Mr MOKHTARI BACHIR** (DTC INTELLIGENTE APPLIQUÉE À LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE) Thèse de Doctorat Université de Batna, Algérie 2014.
- [12]: **Mr : DAILI Yacine** (control de fréquence de commutation des hystérésis utilisé dans les commande d'une machine induction) Mémoire de MAGISTER Université de Batna, Algérie, 2007.
- [13]: **AOUFI Ahmed** (Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage) 'Magister en Electrotechnique l'Université d Biskra, Algérie, 2011.
- [14]: **REZGUI SALAH EDDINE** (COMMANDE DE MACHINE ELECTRIQUE EN ENVIRONNEMENT, Matlab/Simulink et Temps Réel, Application à la machine asynchrone:

Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS) Mémoire Magister en Electrotechnique, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009.

**[15] : MESSOUCI Ourdia** (COMMANDE SANS CAPTEUR D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A CAGE : Application sur la plateforme temps réel NI CompactRIO cRIO 9022 ) Mémoire de Magister UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES ,Algérie, 2015

**[16] : TALHAOUI Hicham** (Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts) Doctorat en sciences l'Université d Biskra, Algérie, 2016

**[17] : ABDELHAMID LILIA** (Contribution à l'Amélioration des Performances des Générateurs Eoliens - Evaluation de l'Impact des Energies Renouvelables sur l'Environnement) THESE DOCTORAT Université de Batna, Algérie, 2012.

**[18] : Hocine AMIMEUR** (Contribution `a la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement) Mémoire de MAGISTER Université de Batna, Algérie, 2008

**[29] : Kercha Mébarka** (Commande par mode de glissement d'un Moteur pas à pas à Aimant Permanent) Mémoire de MAGISTER Université de Batna, Algérie, 2005.

**[20] : Hemmami Mohammed Ilyes** (Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant) Magister en Electrotechnique l'Université d Biskra, Algérie.

**[21] : AID Housseem et AINA Wafaa** (Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents) Mémoire de Master l'Université Tlemcen, Algérie, 2013.

**[22] : M. Adel KHADHRAOUI** (Modélisation et simulation interactive pour la navigation d'un robot sous-marin de type ROV Observer) Thèse de Doctorat Université de PARIS-SACLAY France, 2015.

**[23] : Malek GHANES** (OBSERVATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE SANS CAPTEUR MÉCANIQUE) Thèse de Doctorat l'Université de Nantes France, 2005.

**[24] : KOUZI Katia** (CONTRIBUTION DES TECHNIQUES DE LA LOGIQUE FLOUE POUR LA COMMANDE D'UNE MACHINE A INDUCTION SANS TRANSDUCTEUR ROTATIF) THESE DOCTORAT Université de Batna, Algérie, 2008.