

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA**  
**RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE DE M'SILA**  
**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**  
**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU**  
**DIPLÔME**  
**DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**  
**SPECIALITE: AUTOMATIQUE**  
**THEME**

---

**Modélisation et optimisation des**  
**performances de la commande d'un moteur**  
**asynchrone**

---

**Proposé et dirigé par :**

- **Mr: BERRABAH Fouad**

**Présenté par :**

- **CHEBLI Salah**

**Année Universitaire: 2011/2012**

**N° d'ordre : 06**

# Remerciements

*Je remercie avant tous Allah, le clément et le miséricordieux de m'avoir donné la force et le courage de mener à bien ce modeste travail.*

*Je tiens ces remerciements en témoignant de ma profonde reconnaissance envers Mr BERRABEH Fouad mon promoteur Pour ses conseils pertinents, et ses orientations sages, sa patience et vigilance, et par ses notes à grandement facilité ce travail.*

*Je remercie les membres de jury qui nous font l'honneur de présider et d'examiner ce modeste travail.*

*Les remerciements seraient incomplets sans ceux, le plus sincères, adresses à tous les enseignants qui ont contribué à ma formation.*

*Je remercie vivement toute personne qui nous a aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.*

*En fin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et mes collègues.*

**CHEBLI Salah.**



## *Dédicace*

*Je dédie ce travail en signe de respect et de reconnaissance  
à:*

*Mes très chers parents*

*Mes frères*

*Mes sœurs*

*A toute ma famille*

*A tous mes collègues*

*A tous mes amis*

*CHEBLI Salah.*

# SOMMAIRE

REMERCIEMENTS.....	I
DÉDICACE.....	II
SOMMAIRE.....	III
TABLE DE FIGURES.....	V
LISTE DES SYMBOLES.....	V
INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1

## Chapitre I

### Etat de l'art des commandes de la machine asynchrone

<b>I.1 Introduction</b> .....	3
<b>I.2 Les commandes de la machine asynchrone</b> .....	3
I.2.1. Commande scalaire .....	3
<i>I.2.1.1. Commande en V/f de la machine asynchrone</i> .....	3
<i>I.2.1.2. Commande scalaire du courant</i> .....	5
I.2.2 Commande vectorielle par orientation de flux.....	5
I.2.3 Commande sans capteur .....	6
<i>I.2.3.1 Observation</i> .....	7
<i>I.2.3.1 .1. Le filtre de Kalman</i> .....	7
I.2.4 Commande directe du couple (DTC) .....	7
I.2.5 Commande adaptative.....	9
<i>I.2.5 .1 Commande adaptative par modèle de référence ou MRAC</i> .....	11
<i>I.2.5 .2 Commande adaptative auto ajustable</i> .....	12
<i>I.2.5 .3 Essors de la commande adaptative</i> .....	13
<i>I.2.5 .4 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS</i> .....	14
<b>I.3 Conclusion</b> .....	15

## Chapitre II

### Modélisation de la machine asynchrone

<b>II . 1 Introduction</b> .....	16
<b>II . 2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées</b> .....	16
II .2.1 Définition .....	16
II .2.2 Description .....	16
<b>II , 3 Modélisation du moteur asynchrone</b> .....	16
II . 3 . 1 Hypothèse simplificatrices .....	16
II . 3 . 2 Mise en équations du modèle de la machine .....	17
<i>a- Equations électriques</i> .....	18
<i>b- Equations magnétiques</i> .....	19

<i>c-Equations mécaniques</i> .....	21
<b>II . 4 Transformation de PARK</b> .....	21
II . 4 .1 Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone.....	23
<i>a-Equations électriques</i> .....	23
<i>b-Equations magnétiques</i> .....	24
<i>c-Equations mécaniques</i> .....	24
<b>II . 5 Choix du référentiel</b> .....	24
II . 5 .1 Référentiel lié au stator .....	25
<i>a- Equations électriques</i> .....	25
<i>b-Equations magnétiques</i> .....	25
<i>c-Equations mécaniques</i> .....	25
II . 5 .1 .1 <i>Forme d'état du modèle de la MAS dans le repère ( , )</i> .....	25
II . 5 .2 référentiel lié au rotor .....	27
II . 5 .3 Référentiel lié au champ tournant .....	27
<b>II . 6 Simulation du modèle de la machine asynchrone</b> .....	27
<b>II . 7 Résultats de simulation de la machine asynchrone</b> .....	29
<b>II . 8 Interprétations des résultats de simulation</b> .....	31
<b>II . 9 Conclusion</b> .....	32

### Chapitre III

#### Modélisation des convertisseurs statiques

<b>III.1 Introduction</b> .....	33
<b>III.2 Système d'alimentation de la machine</b> .....	33
III.2 .1 Modélisation du redresseur triphasé a diodes .....	34
III.2 .1.1 <i>Principe du fonctionnement</i> .....	35
III.2 .2 . Modélisation du filtre .....	35
III.2 .3 . Modélisation de l'onduleur de tension .....	37
III.2 .3.1. <i>Stratégies de commande MLI sinusoïdale</i> .....	39
<b>III.3 Simulation de l'ensemble convertisseur-MAS</b> .....	41
<b>III.5 Conclusion</b> .....	42

### Chapitre V

#### Reconstruction de la vitesse de rotation

<b>V.1. Introduction</b> .....	43
<b>V.2. Le filtre estimateur</b> .....	43
V.2. 1. Le filtre estimateur standard .....	44
<b>V.3. Reconstruction de la vitesse</b> .....	46
V.3. 1 Modèle d'état dans le repère de Park .....	47
V.3. 1.1. <i>Modèle continu</i> .....	47
V.3. 1.2.. <i>Modèle discret</i> .....	48
V.3 .2.Principe de l'estimation de la vitesse .....	50

V.3 .3. Estimation de l'état par un Filtre estimateur .....	50
V.3 .4. Estimation de la vitesse par la méthode d'inverse généralisée.....	51
V.3 .5. Mécanisme global d'adaptation de la vitesse.....	52
<b>V.4 choix du filtre</b> .....	54
<b>V.5 Résultats de simulation et interprétations</b> .....	54
<b>V.6 Conclusion</b> .....	56

## Chapitre V

### Commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée

<b>V.1 Introduction</b> .....	57
<b>V.2 Etude de la commande vectorielle</b> .....	57
V.2.1 Principe du contrôle vectoriel à flux orienté .....	57
<b>V.3 Les estimateurs pour la commande</b> .....	59
V.3.1. Estimation de flux rotorique .....	59
V.3.2. Estimation de $w_s$ et de $\theta_s$ .....	60
V.3.3. Loi des mailles pour $v_{sd}$ et $v_{sq}$ .....	60
V.3.3.1. Loi des mailles pour $v_{sd}$ .....	60
V.3.3.2. Loi des mailles pour $v_{sq}$ .....	62
<b>V.4 Principe de découplage par compensation</b> .....	62
<b>V.5 Différents types de la commande vectorielle</b> .....	63
V.5.1. Commande vectorielle indirecte .....	63
V.5.2. Commande vectorielle directe .....	63
<b>V.6 Synthèse des régulateurs</b> .....	64
V.6.1. Régulateurs des courants .....	64
V.6.1.1. Régulateur du courant $i_d$ (flux).....	65
V.6.1.2. Régulateur du courant $i_q$ (couple) .....	65
V.6.2. Régulateur du flux .....	66
V.6.3. Régulateur de la vitesse .....	67
<b>V.7 Résultats de simulation et interprétations</b> .....	68
V.7.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction d'une perturbation .....	68
V.7.2. Réponse à une inversion de vitesse.....	70
<b>V.8 Conclusion</b> .....	72
<b>Conclusion générale</b> .....	73
<b>Annexe</b> .....	
<b>Bibliographie</b> .....	

# Notations et Symboles

MAS	: Machine Asynchrone.
MCC	: Machine a courant continu .
FOC	: Field oriented control (La commande vectorielle par orientation de flux ).
EKF	: filtre de Kalman étendu.
DTC	: commande directe du couple.
STC	: Self Tuning Control (Commande Auto-ajustable).
MRAC	: Commande Adaptative avec Modèle de Référence.
MRAS	: système adaptatif avec modèle de référence.
MLI	: modulation de largeur d'impulsion.
PI	: Régulateur proportionnel-intégral.
a, b, c	: Indices indiquant les trois phases du moteur asynchrone.
s, r	: Indices indiquant le stator et le rotor respectivement.
d, q	: Axes fixés par rapport au champ tournant.
$\alpha, \beta$	: Axes fixés au stator .
x, y	: Axes fixés au rotor.
$V_{sabc}, V_{rabc}$ (V)	: Tensions des trois phases statorique et rotorique.
$i_{sabc}, i_{rabc}$ (A)	: Courants des trois phases statorique et rotorique.
$\Phi_{sabc}, \Phi_{rabc}$ (Web)	: Flux crée par les trois phases statorique et rotorique.
[P]	: Matrice de Park.
$[P]^{-1}$	: Matrice inverse de Park.
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$ (V)	: Tensions statorique et rotorique dans le repère $\alpha, \beta$ .
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ (A)	: Courants statorique et rotorique dans le repère $\alpha, \beta$ .
$\Phi_{\alpha r}, \Phi_{\beta r}$ (Web)	: Flux crée par le statorique et le rotorique dans le repère $\alpha, \beta$ .
$v_{ds}, v_{qs}$ (V)	: Tensions statorique et rotorique dans le repère d- q .
$i_{ds}, i_{qs}$ (A)	: Courants statorique et rotorique dans le repère d- q .
$\Phi_{dr}, \Phi_{qr}$ (Web)	: Flux crée par le statorique et le rotorique dans le repère d- q .
$R_s, R_r$ ( )	: Résistance statorique et rotorique .
$M_s$	: Inductance mutuelle entre phases statoriques.
$M_r$	: Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$M_0$	: Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.
$L_s$	: L'inductance propre d'une phase statorique.
$L_r$	: L'inductance propre d'une phase rotorique.

$\theta$ (rad)	: Angle entre le stator et le rotor.
$\theta_s$ (rad)	: Position angulaire du repère (d, q) par rapport au stator.
$\theta_r$ (rad)	: Position angulaire du repère (d, q) par rapport au rotor.
P	: Nombre de pair de pôles.
$C_{em}$ (N. m)	: Couple électromagnétique.
$C_r$ (N.m)	: Couple résistant.
$\omega_r$ (rad/s)	: Vitesse mécanique rotorique.
$\sigma = 1 - (M^2/L_r L_s)$	: Coefficient de dispersion.
$T_r = L_r / R_r$ (S)	: Constant de temps rotorique.
$T_s = L_s / R_s$ (S)	: Constant de temps statorique.
J (kg.m <sup>2</sup> )	: Moment d'inertie des parties tournantes.
$\omega_s$ (rad/S)	: Pulsation électrique statorique.
$\omega_r$ (rad/s)	: Vitesse mécanique rotorique.
F	: Coefficient de frottement visqueux.
J (kg.m <sup>2</sup> )	: Moment d'inertie du rotor.
$V_s$ (V)	: Valeur efficace de tension.
$\omega_s$ (rad /s)	: Pulsation d'alimentation.
$U_{red}$ (V)	: Tension redressée.
$U_{dc}$ (V)	: Tension filtrée.
$U_p$ (V)	: Tension porteuse .
$f_{réf}$ (HZ)	Fréquence de la tension de référence.
$f_p$ (HZ)	Fréquence de la porteuse triangulaire.
m	: L'indice de modulation.
r	: Taux de modulation (0 r 1).
$v_k$	: Bruits d'entrées (ou d'états).
$\zeta_k$	: Bruits de sortie (ou de mesure).
$T_e$ (s)	: Période d'échantillonnage.
$x_k$	: État exacte du système.
$\hat{x}_{k/k}$	: Estimation de l'état exact $x_k$ à l'instant k.
$P_{k/k}$	: Matrice de covariance.
$e_k$	: Erreur d'estimation.
$k_d, k_q, k_\phi, k_v$	: Gain des régulateurs du courant , flux , couple et vitesse.
$\tau_d, \tau_q, \tau_\phi$	: Constante de temps du courant , couple et flux .
$\hat{\phantom{x}}$	: Indication des grandeurs d'estimées.

# Table de figures

Figure (I.1) : Commande scalaire de la tension.....	4
Figure (I.2) : Commande scalaire du courant.....	5
Figure (I.3) : Structure de la commande à flux rotorique orienté.....	6
Figure (I.4) : Principe du DTC.....	8
Figure(I.5) :. Schéma de principe de la commande directe MRAC.....	12
Figure(I.6) : Schéma principe de la commande adaptative indirecte MIAC.....	12
Figure.( I.7) : Structure de la technique MRAS.....	14
Figure (II -1). Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	17
Figure (II -2). Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé.....	22
Figure (II .3) :Réseau triphasé.....	28
Figure (II .4) : Schéma bloc du modèle de la MAS.....	29
Figure (II .5) : Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement par réseau.....	30
Figure (II .6) : Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement par réseau et en appliquons un couple résistant ( $C_r=10 \text{ N.m}$ ) à $t=1 \text{ sec}$ .....	31
Figure (III.1) :Schéma de principe de l'association convertisseur machine.....	34
Figure (III.2): Représentation d'une redresseuse triphasée à diode.....	34
Figure (III.3): Tension à la sortie du redresseur.....	35
Figure (III.4): schéma du filtre LC.....	36
Figure (III.5): Tension filtrée.....	37
Figure (III.6): Représentation schématique d'un onduleur de tension.....	38
Figure (III.7): la sorte du l'onduleur.....	40
Figure (III.8):tension de phase $V_a$ .....	40
Figure (III.9) :Résultat de simulation du l'association convertisseur –machine avec application d'une charge de ( $10 \text{ N.m}$ ).....	41
Figure ( V.1): Procédure de reconstruction de la vitesse de rotation.....	54
Figure ( V.2): Comparaison de la vitesse estimée et la vitesse réel.....	55

Figure ( V.3): Comparaison de la vitesse estimée après filtrage et la vitesse réel.....	56
Figure(V.1) : l'orientation du flux rotorique suivant l'axe d.....	58
Figure(V.2) : Représentation de la commande vectorielle directe sans capteur de vitesse.....	64
Figure(V.3) : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse.....	68
Figure (V.4): Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une application d'une perturbation de charge à $t=1s$ .....	69
Figure(V.5) : Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation.....	71
Figure(V.6) : Tracé des signaux du système lors du fonctionnement a basse vitesse....	72

# INTRODUCTION GENERALE

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

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

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

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

Avec le progrès de l'électronique de puissance, lié à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande, câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée. La commande vectorielle des machines asynchrones et synchrones peut maintenant mettre en évidence des principes de commande permettant d'atteindre des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu.

Ce présent travail fera l'objet d'une étude de la commande vectorielle sans capteur mécanique de vitesse avec l'orientation de flux rotorique appliquée au moteur asynchrone. Cette technique de commande connaît un développement important ces dernières années notamment avec l'évolution de l'intégration des techniques nouvelles de l'intelligence

artificielle telles que, les réseaux de neurones, la logique floue, les algorithmes génétique, ...etc. il se présentera en cinq chapitres, selon l'ordre suivant :

Le premier chapitre présente l'état de l'art des différentes stratégies de commandes de la machine asynchrone, nous expliquons le principe de la commande scalaire, la commande directe du couple , la commande vectorielle. Commande sans capteur , Commande adaptative et la Commande non linéaire.

Le deuxième chapitre est consacré entièrement à la modélisation de la machine asynchrone triphasée dans l'environnement Matlab/Simulink en utilisant la transformation de PARK, prenant en considération les hypothèses simplificatrices, elle présente une importance essentielle car elle lui sera associée une commande vectorielle.

Le troisième chapitre est une étude de l'association convertisseur machine dans laquelle nous modélisons la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé par la MLI sinus\_ triangle.

Le quatrième chapitre est dédié à l'étude de différentes possibilités de la minimisation du nombre de capteurs nécessaire au diagnostic. Nous proposons une nouvelle méthodologie de reconstruction de la vitesse de rotation utilisant uniquement les signaux électriques. D'autres aspects y sont traités avec pour objectif la réduction du coût de la surveillance de la machine asynchrone.

Le cinquième chapitre nous abordons l'étude de la commande vectorielle directe sans capteur de vitesse à flux orienté. Celle-ci a pour but de remédier au problème de couplage qui rend la machine difficilement commandable. Une synthèse des régulateurs est détaillée et des tests de performance sont présentés en fin de chapitre.

En fin, une conclusion générale permet de faire ressortir l'intérêt de notre travail.

# Chapitre I

Etat de l'art des commandes de la  
machine asynchrone



## **I.1 Introduction :**

Vers les années 1960, les machines à courant continu (MCC) ont été utilisées dans le domaine des applications à vitesse variable (robotique et en commande de machines-outils) en utilisant la configuration Ward-Léonard [2] qui nécessite l'utilisation de 3 machines (deux machines à courant continu et un moteur asynchrone), ce qui conduit à un système encombrant, coûteux et exige un entretien minutieux, en plus la vitesse de rotation de ces machines est limitée à cause de son collecteur [3].

Pour cela les travaux de recherche ont été orientés vers d'autres solutions faisant intervenir des actionneurs moins coûteux et plus robustes, à savoir les machines synchrones et en particulier les machines à induction, plus fiables et moins coûteux en terme de construction et d'entretien [4,5]. En revanche, sa commande dynamique exige des algorithmes de contrôle complexes, face à sa simplicité structurale (système multi variable et non linéaire fortement couplé) [1,6], puisque il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple, la vitesse et la position [5,7].

Ainsi avec l'arrivée de l'électronique de puissance, et la découverte du transistor en 1948 et du thyristor en 1957 et les progrès de l'informatique, s'effectue une révolution radicale dans le but est de développer des stratégies de commande pour les actionneurs électrique beaucoup plus évoluées à savoir [6,7].

## **I.2 Les commandes de la machine asynchrone :**

### **I.2.1 Commande scalaire :**

C'est la plus ancienne méthode de commande pour les machine à courant alternatif, sa structure est très simple

Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en  $V/f$  qui est la plus utilisée [1] .

#### **I.2.1.1 Commande en $V/f$ de la machine asynchrone :**

Son principe est de maintenir  $V/f = \text{constant}$ , ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximale s'écrit :

$$C_{\max} = \frac{3p}{2N_r} \left( \frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad \text{Avec :} \quad N_r = L_r \sigma \left( \frac{L_s}{L_m} \right)^2$$

En fait, garder le rapport constant revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On est en régime de défluxage. Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse [2].

A basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée (simplification que l'on avait faite lors de l'écriture du couple). On compense alors en ajoutant un terme de tension  $V_0$ .

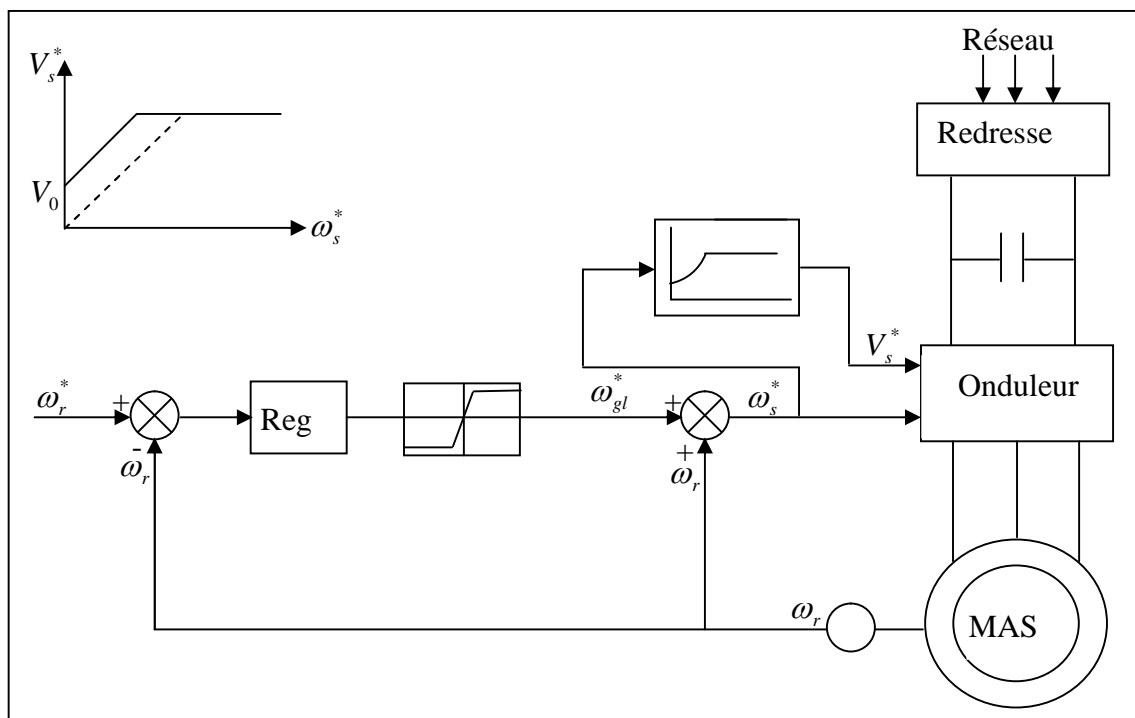


Figure (I.1) : Commande scalaire de la tension

Le schéma de commande ci-dessus présente la manière de réguler la vitesse de la machine en reconstituant la pulsation statorique à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique. Cette dernière, qui est l'image du couple de la machine et issue du régulateur de vitesse. Si la machine est chargée, la vitesse a tendance à baisser, le régulateur va fournir plus de couple (donc plus de glissement) afin d'assurer cet équilibre. La pulsation statorique

est donc modifiée pour garder cet équilibre. La tension est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en  $V/f$  de la machine [1] .

**I.2.1.2 Commande scalaire du courant :**

La différence avec la commande précédente, c'est que c'est un onduleur de courant qui est utilisé. On impose directement des courants dans les phases de la machine. La fréquence du fondamental est calculée de la même manière. La valeur du courant de plateau  $I_d$  (courant continu) est égale à une constante près à la valeur efficace du courant imposé  $I_s$  . elle est imposée par régulation à l'aide d'un pont redresseur contrôlé. Le dispositif est plus complexe qu'un contrôle scalaire de la tension [1] .

$$I_s = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad \text{et} \quad I_s^* = \frac{\phi_{s\text{nom}}}{L_s} \sqrt{\frac{1 + (\omega_r \tau_r)^2}{1 + (\sigma \omega_r \tau_r)^2}}$$

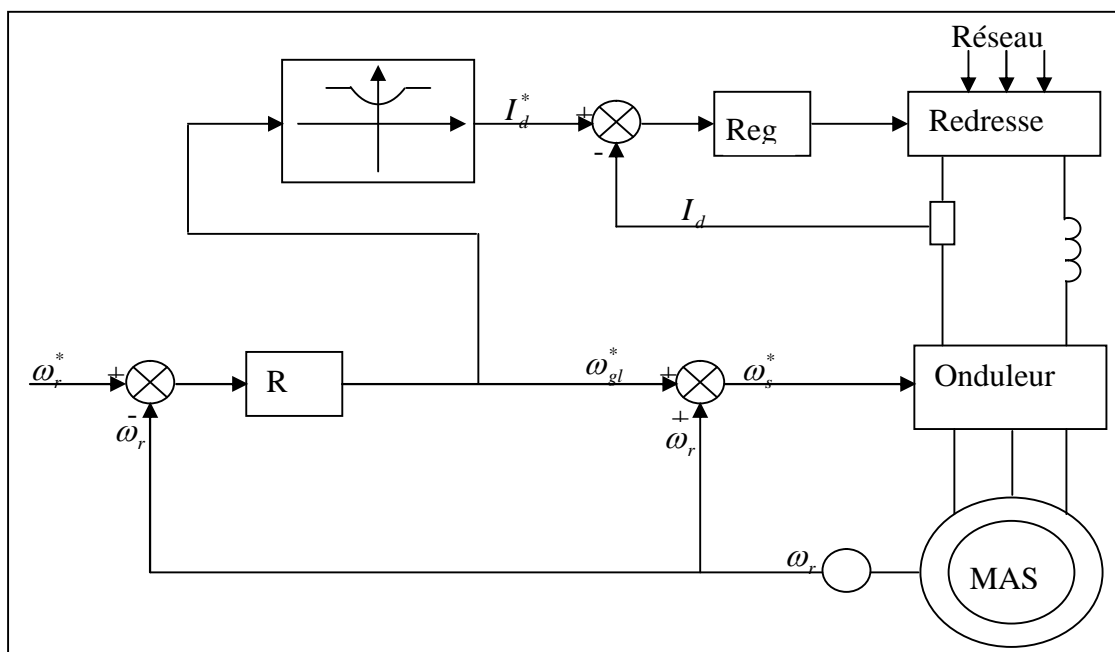
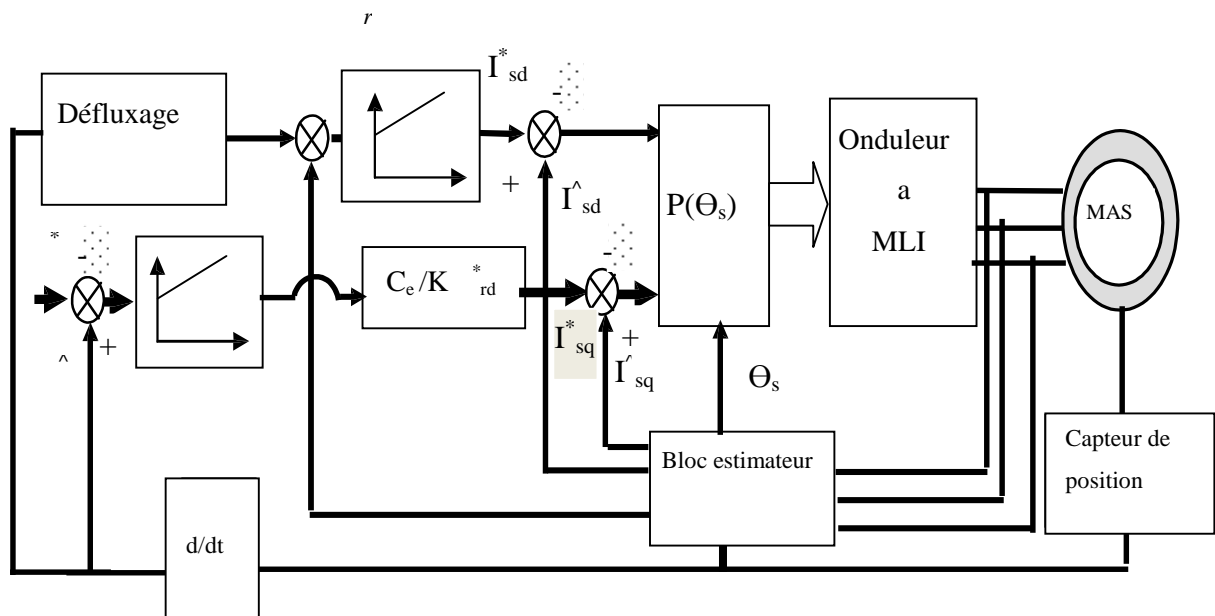


Figure (I.2) : Commande scalaire du courant

**I.2.2 Commande vectorielle par orientation de flux :**

La commande vectorielle par orientation de flux (FOC) à 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  $\vec{\psi}_r$ , 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 [3].



*Figure (I.3) : Structure de la commande à flux rotorique orienté*

Cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès dans la technologie des semi-conducteurs de puissance et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels actuels [4]. Cependant, cette commande présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine, qu'ils varient en cours de fonctionnement, notamment la résistance statorique .

### I.2.3 Commande sans capteur :

La réalisation d'une commande vectorielle sans capteur nécessite impérativement la connaissance exacte de l'amplitude et de la position spatiale du vecteur flux rotorique. Ces grandeurs, sauf dans certains cas spéciaux, ne sont malheureusement pas directement mesurables, pour cela les chercheurs travaillent depuis plusieurs décennies pour développer des stratégies de commandes, qui s'appuient sur les techniques d'observations.

### I.2.3.1 Observation :

Dans la littérature, nous distinguons plusieurs structures d'observateurs d'état utilisés pour l'observation de flux et de vitesse en boucle fermée. Elles sont très attractives et permettent d'avoir de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse [5], Parmi lesquels nous pouvons citer les observateurs Luenberger, observateur adaptatif et le filtre de Kalman.....etc.

#### I.2.3.1.1 *Le filtre de Kalman :*

Il le plus utilisé pour l'estimation du flux rotorique et la vitesse de la machine asynchrone [6]. Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courant statoriques, flux rotorique et vitesse).

En 1991 Atkinson propose une solution basée sur le filtre de Kalman étendu (EKF), dont le principe consiste à augmenter le vecteur d'état avec le paramètre à estimer (résistance rotorique). Par la suite, plusieurs auteurs exploitent la même idée pour conduire leurs recherches et les résultats obtenus montrent l'efficacité de l'algorithme du filtre de Kalman étendu.

En 1994 dans [7], l'auteur présente des résultats expérimentaux d'une commande en couple dans un repère fixe ( , ) utilisant le filtre de Kalman comme observateur de flux.

Ensuite plusieurs chercheurs utilisent le filtre de Kalman pour l'estimation de la vitesse, le flux et les paramètres de la machines, pour plus de détail voir l'article [8].

### I.2.4 Commande directe du couple (DTC) :

La commande directe du couple se base sur l'orientation du vecteur flux statorique par l'action directe sur l'état des interrupteurs.

Suivant un découpage angulaire en six zones, on détermine la position de ce vecteur dans le repère  $(\alpha_s, \beta_s)$  fixé au stator.

On maintient le vecteur flux proche de sa valeur de référence (cercle en pointillé sur la figure( I.4).

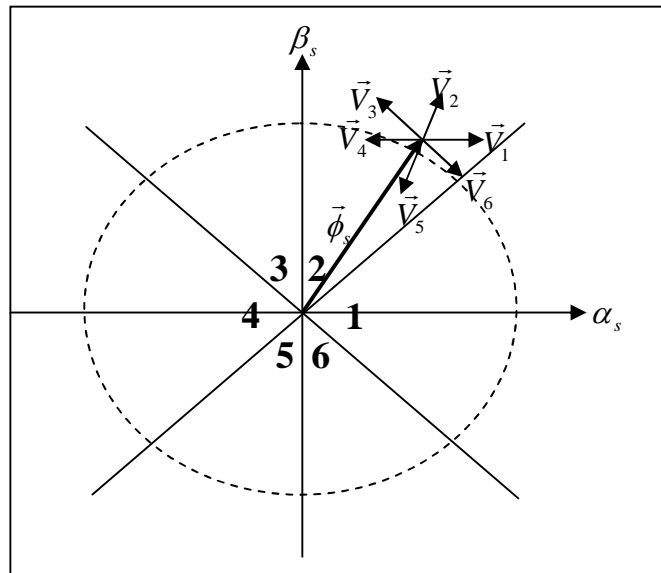


Figure (I.4) : Principe du DTC

Si l'on désigne par  $\Delta\phi_s$  l'augmentation du flux par  $\Delta C_{em}$  celle du couple électromagnétique, on peut résumer comme suit l'action du vecteur spatial de tension appliqué dès lors que l'on se trouve dans la zone  $i$  :

$\Delta C_{em} > 0$	$\Delta\phi_s > 0$	$\vec{V}_{i+1}$
$\Delta C_{em} > 0$	$\Delta\phi_s < 0$	$\vec{V}_{i+2}$
$\Delta C_{em} < 0$	$\Delta\phi_s > 0$	$\vec{V}_{i-1}$
$\Delta C_{em} < 0$	$\Delta\phi_s < 0$	$\vec{V}_{i-2}$

Tableau (I.1) : Table des vecteurs de tension

Dans la zone 2, par exemple, si le flux statorique est supérieur à sa référence et si l'on désire augmenter le couple, il convient d'appliquer le vecteur  $\vec{V}_4$ . On obtient ainsi  $\Delta\phi_s < 0$  et  $\Delta C_{em} > 0$  (figure (I.4)).

La commande directe du couple a été introduite en 1895 par Depenbrock et Takahashi ,elle a connu des développements à la fin des années 80. Egalement appelée Direct self-control, elle est surtout utilisée en traction de forte puissance [9].

Des nombreuses variantes et améliorations peuvent être introduites comme l'utilisation des vecteurs nuls de tension  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  ( $\vec{V}_0$  correspond aux trois phases de la machine reliées en même temps à la borne positive de l'onduleur tandis que pour  $\vec{V}_7$ , ces phase sont reliées à la borne négative). Pendant cette phase, le vecteur  $\vec{\phi}_s$  ne tourne plus, ce qui entraîne une décroissance du couple électromagnétique. Cela permet cependant de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs et d'obtenir un contrôle moins violent.

Cette fréquence est également fonction de la largeur de la bande d'hystérésis, donc de la marge de variation d'amplitude que l'on tolère pour le flux statorique .

L'un des avantages du DTC est la facilité du passage en mode pleine onde lorsque la machine doit tourner à haute vitesse et que la tension est en limite des capacités de l'onduleur. A ce moment, le cercle devient un hexagone et les courants sont plus riches en harmoniques. Le nombre de commutations des interrupteurs est alors minimum pour une période statorique donnée. Le défluxage peut aussi s'opérer avec un schéma de contrôle très simple. C'est pour cela que le DTC convient tout particulièrement pour la traction ferroviaire.

Des solutions ont été proposées afin de garder les avantages du DTC tout en y intégrant des améliorations qui relèvent de la commande vectorielle, notamment à l'arrêt et à basse vitesse [10].

Cependant, le même problème se pose à nouveau, à savoir une difficulté à obtenir des signaux corrects de flux dans le repère statorique pour connaître son module et savoir dans quel secteur de commutation l'on se trouve et quels sont les interrupteurs à commuter[10].

### **I.2.5 Commande adaptative :**

Dans certaines applications où les paramètres du procédé variaient avec le temps, l'utilisation d'un régulateur robuste à paramètres fixes ne suffit plus pour garantir les performances requises dans l'ensemble des régimes de fonctionnement possibles. C'est

ainsi qu'une identification imprécise ou une variation des paramètres de la machine influe considérablement sur les performances portées par ces régulateurs, en plus ces derniers se comportent difficilement avec le régime dynamique dû à la variation de la charge. Pour cela la commande adaptative trouve un grand essor pour améliorer la robustesse de la commande de la machine asynchrone.

La commande adaptative est un ensemble des techniques utilisées pour l'ajustement automatique des régulateurs pour assurer les performances voulues quand les paramètres du système à contrôler sont inconnus et/ou variaient avec le temps [11]. La commande adaptative peut être structurée selon les catégories suivantes :

- 1) Approximations des stratégies de commande optimale stochastique (Duale)
- 2) Systèmes de Commande Auto-ajustable (Self Tuning Control - S.T.C.)
- 3) Commande Adaptative avec Modèle de Référence (MRAC).

Dans le cas de la commande optimale stochastique introduite par Feldbaum 1963, les paramètres inconnus sont traités comme des états additionnels du système ce qui transforme même un très simple problème de commande linéaire en un problème de commande non- linéaire stochastique. Cependant cette stratégie de commande est plus compliquée et même les différentes approximations sont encore trop compliquées pour être appliquées à cause de la puissance de calcul requise. Cette approche a néanmoins un intérêt théorique pour comprendre et évaluer les performances maximales qui peuvent être obtenues par des techniques plus simples et largement utilisées à ce jour en pratique comme la commande auto- ajustable et la commande adaptative avec modèle de référence[12].

Par ailleurs, ces deux techniques ont un nombre important de points communs. Dans certains cas, les deux techniques conduisent à des schémas identiques. Le schéma de commande adaptative avec modèle de référence a été originellement proposé par Whittaker, Yamron et Kezer élaborèrent la stratégie d'identification du type gradient, connue communément sous la règle du MIT (méthode du gradient), l'idée d'adapter en continu des paramètres dans le but d'améliorer les performances du procédé[12].

Le schéma de commande auto-ajustable a été originellement proposé par Kalman (1958).

Les premières applications de cette technique remontent au début des années 70.

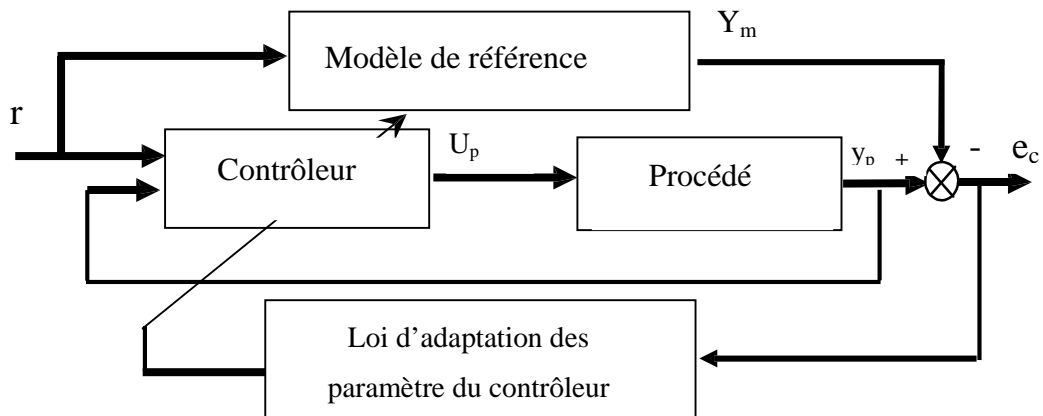
Leur développement est basé sur une bonne compréhension des aspects "algébriques" des différentes stratégies de commandes linéaires et sur l'hypothèse d'existence d'un régulateur à structure donnée qui peut assurer la réalisation des performances désirées pour toutes les valeurs possibles des paramètres du procédé, à partir de la boucle d'adaptation qui trouve les bonnes valeurs des paramètres de ce régulateur dans chaque instant.

Dans les années 1970, Aström et Wittenmark, introduisirent une nouvelle structure d'un régulateur auto ajustable. En 1973 Carroll et Lindorff, produisirent l'observateur adaptatif qui garantie une bonne stabilité du système à contrôler. En 1978, Narendra et Valavani élaborèrent un contrôleur adaptatif pour des systèmes d'ordre relatif  $m=1$  et 2. Par la suite Feuer et Morse donnèrent la première solution pour le cas où  $m>2$ ; néanmoins, cette méthode était relativement complexe et il fallut attendre Monopoli qui introduisit l'erreur augmentée afin de régler les paramètres du contrôleur : les anciens algorithmes étaient basés sur l'erreur de poursuite de trajectoire[11,12].

Finalement, d'autres chercheurs, Landau et al utilisèrent cette idée pour montrer la validité de la commande adaptative. Durant cette période où la commande adaptative suscita un réel intérêt, deux approches s'allèrent se dégager pour élaborer un contrôleur adaptatif.

### **I.2.5 .1 Commande adaptative par modèle de référence ou MRAC :**

La commande adaptative directe à modèle de référence (MRAC) a été proposée pour la première fois en 1961 [13] se basant sur la minimisation d'un indice de performances, approche connue généralement sous la règle de conception du MIT [14]. La structure en boucle fermée du MRAC est représentée par la figure.(1.5). En effet, la différence entre la sortie du procédé et la sortie du modèle de référence est une mesure de la différence entre les performances réelles et les performances désirées. Cette information est ensuite utilisée par le mécanisme d'adaptation pour ajuster les paramètres du régulateur afin de faire tendre l'erreur de comportement ou l'erreur de poursuite de trajectoire  $e_c(t)$  vers zéro[26,29]. Cette technique demande souvent des algorithmes plus rapides et favorise une application en temps réel (cas de robots manipulateurs) [13]

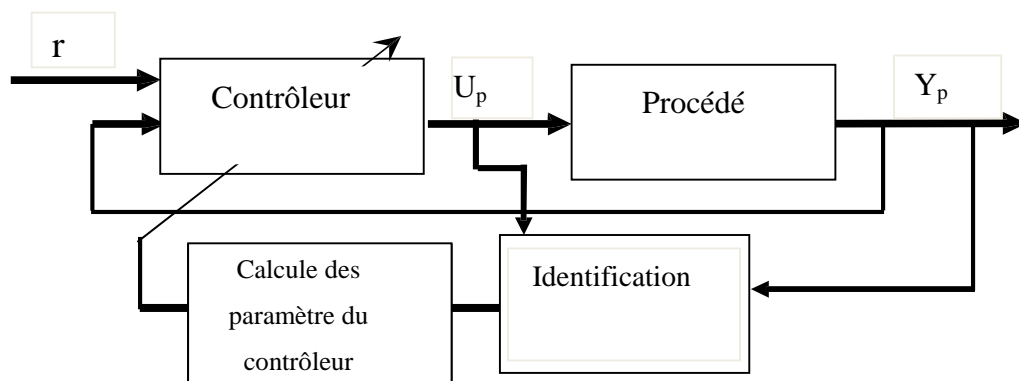


Figure(1.5) : Schéma de principe de la commande directe MRAC

Des théories classiques comme celle de Lyapunov peuvent être employées pour atteindre ce but. La structure de la loi de commande est telle que le comportement du système bouclé soit stable et équivalent au modèle de référence, malgré la présence des dynamiques non modélisées et d'incertitudes paramétriques. Ce type de commande est appelé commande adaptative directe à modèle de référence.

### I.2.5.2 Commande adaptative auto ajustable :

Encore appelée commande adaptative indirecte avec identification du modèle (MIAC), cette stratégie a été proposée par Kalman en 1958, le schéma block de cette commande est représenté par la figure(1.6) [11].



Figure(1.6) : Schéma principe de la commande adaptative indirecte MIAC

Ce type de commande adaptative est basé sur les principes de séparation et

d'équivalence certaine [13]. Le modèle du processus servant pour le calcul du régulateur est remplacé par un modèle estimé en temps réel à partir des entrées et des sorties du système à réguler [11]. L'hypothèse de base consiste à supposer que le bloc d'identification est capable de fournir une bonne estimation de l'état du système à chaque instant précédent le calcul proprement dit de la loi de commande. L'avantage de la séparation entre identification et commande est de pouvoir estimer les paramètres du système à contrôler tout en satisfaisant les objectifs de commande. Pour l'élaboration du régulateur, aucune erreur d'estimation n'est donc prise en compte [11,12]. Cependant, la stabilité de cette commande dépend fortement de la compatibilité des modèles utilisés pour les tâches d'identification et de calcul de la commande.

### **I.2.5.3 Essors de la commande adaptative :**

La combinaison de la commande adaptative avec les autres types de commandes classiques de l'automatique a porté ses fruits et a été la source de nombreux travaux de recherches dans plusieurs laboratoires, où la plupart des auteurs, qui ont étudié la commande adaptative appliquée aux machines électriques, ont surtout cherché à compenser l'effet des variations paramétriques et celle de la charge [13].

A partir de 1989, deux perspectives ont été explorées en vue d'une implantation industrielle, l'addition de structures d'adaptation paramétrique et de concepts de robustesse ainsi que l'implémentation d'une commande non linéaire en temps discret [13].

Un premier algorithme pour la linéarisation adaptative entrée-sortie de systèmes non linéaires est développé en 1989 dans [15]. Cette approche a été utilisée pour l'adaptation des inductances pour une commande en couple de la machine asynchrone en 1989 par G.Georgiou .

En 1993 dans [16] Marino et al, proposent une commande linéarisante adaptative en vitesse avec adaptation de la résistance rotorique et du couple résistant.

En 1993 Tomas Von Raumer , propose une commande en couple avec adaptation des résistances statorique et rotorique et du couple résistant de la machine asynchrone en se basant sur les lois de commande non linéaires adaptatives par linéarisation entrée-sortie. Ces lois de commande permettent de contrôler indépendamment le couple et le flux dans la machine en imposant une limitation de courant.

En 1994, est proposé de nouveaux types d'observateurs non linéaires assurant la

stabilité en boucle fermée de l'ensemble commande et observateur non linéaire. Sur le plan expérimental l'application de l'une des lois de commande non linéaire développées sur un banc d'essai industriel utilisant un processeur de signal montre la faisabilité de l'approche.

#### I.2.5.4 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS :

Le système adaptatif avec modèle de référence (MRAS), c'est une technique, appartenant à la catégorie de l'estimation indirecte de vitesse en exploitant les tensions et courants statoriques, cette approche a été formulée la première fois par Schauder 1989 [14], par un système adaptatif avec modèle de référence composé de deux estimateurs de flux (modèle de référence et modèle ajustable), la différence entre les sorties de deux estimateurs, pilote un algorithme d'adaptation qui génère la vitesse estimée [17].

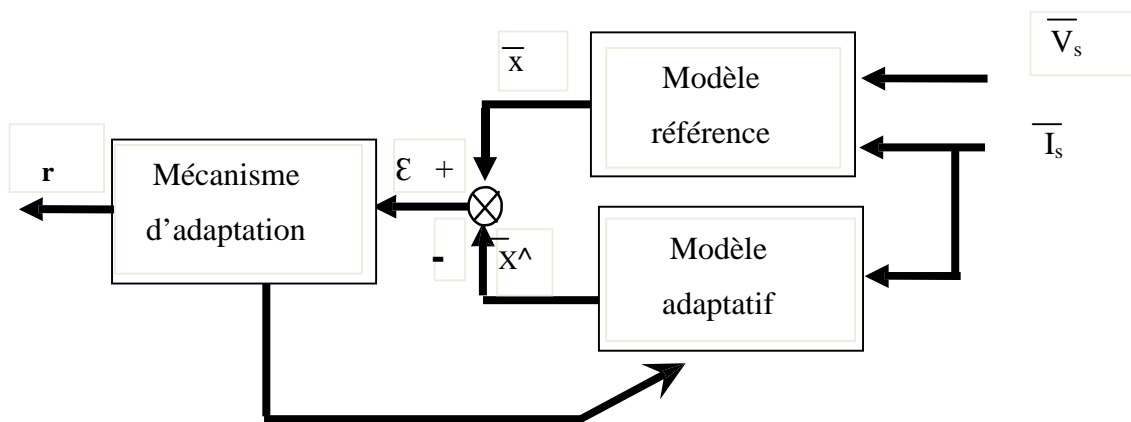


Figure (1.7) : Structure de la technique MRAS

Pour améliorer la dynamique d'estimation de la vitesse rotorique, plusieurs auteurs ont proposés l'intégration d'un modèle mécanique dans l'observateur MRAS.

Kim et al proposent d'implanter les réseaux de neurone pour l'estimation de la vitesse. et proposent une solution aux problèmes de conditions initiales pour estimation du flux du moteur, car l'intégrateur pur a été remplacé par un filtre passe bas qui devrait avoir une fréquence de coupure bien choisie [13].

La technique MRAS souffre des mêmes problèmes que les modèles qui la composent (modèle en courant et modèle en tension), on peut relever en particulier sa sensibilité à la variation des paramètres de la machine [13]. Dans [10] Lee et al, quant à eux, ont proposé

d'adapter la résistance rotorique par un compensateur flou.

Même avec ces améliorations apportées, aucune technique basée sur MRAS ne fonctionne correctement à vitesse nulle.

### **I.3 Conclusion :**

A partir de cet état de l'art sur les différentes stratégies de commande de la machine asynchrone, on peut conclure que la commande vectorielle permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine. Cependant, la plupart des travaux effectués sur ce sujet montrent que ce découplage n'est pas garanti en présence des perturbations (variation de la charge ou variation de paramètres de la machine), en plus elle nécessite la mise en place de capteur mécanique. Pour cela les travaux rentrant dans le cadre de cette thèse sont directement orientés tout d'abord vers l'application des techniques proposées dans cet état de l'art et ont pour but de pallier les problèmes de la commande vectorielle. Puis la mise en œuvre d'une nouvelle loi de commande non linéaire prédictive avec adaptation paramétriques afin d'améliorer la poursuite des trajectoires, garantir la stabilité, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet des perturbations.

# Chapitre II

## Modélisation de la machine asynchrone

## **II - 1 Introduction :**

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'élaboration de la loi de commande. En effet, aborder la commande des machines électriques nécessite l'emploi d'une méthode de modélisation adaptée à la commande. Il s'agit d'une application simple des méthodes de la modélisation à la machine asynchrone qui présente des spécificités propres qui ne sont pas nécessairement communes à d'autres processus physiques [18].

Dans ce chapitre, nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine asynchrone généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. Après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle d'état de la machine asynchrone.

## **II.2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées :**

### **II .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 [19].

### **II .2.2 Description :**

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournant autour de l'axe de symétrie dite rotor .elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de  $120^0$ , la structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil [19].

## **II.3 Modélisation du moteur asynchrone :**

### **II .3.1 Hypothèse simplificatrices :**

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [18] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.

- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques 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 des ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- 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.

### II . 3 . 2 Mise en équations du modèle de la machine :

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (abc) est donner par la figure (II -1).

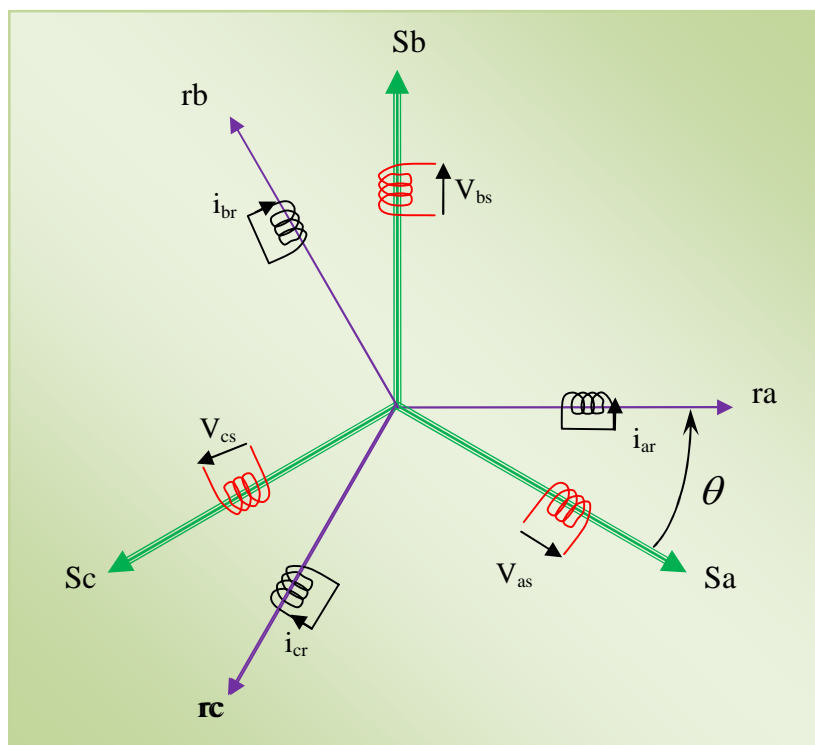


Figure (II -1). Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- les équations électriques ;
- les équations magnétiques ;
- les équations mécaniques;

**a- Equations électriques :**

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont :

- pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \lambda_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \lambda_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \lambda_{sc} \end{cases} \quad (\text{II} - 1)$$

- Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \lambda_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \lambda_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \lambda_{rc} \end{cases} \quad (\text{II} - 2)$$

Les équations (II - 1) et II -2) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

-Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{sa} \\ \lambda_{sb} \\ \lambda_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 3)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{II} - 4)$$

-Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 5)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{rabc}] = [R_r] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] = 0 \quad (\text{II} - 6)$$

En désignant par :

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases rotoriques .

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Les courants qui traversent les trois phases rotoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$  : Les flux totaux à travers ces enroulements.

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$  : Les flux totaux à travers ces enroulements.

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique .

**b- Equation magnétiques :**

Les relations entre les flux et le courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 7)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 8)$$

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 9)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 10)$$

On aura :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 11)$$

Tel que :

$l_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique.

$l_r$  : L'inductance propre d'une phase rotorique.

$M_s$  : L'inductance mutuelle entre phase statorique.

$M_r$  : L'inductance mutuelle entre phase rotorique.

Avec :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II} - 12)$$

On remplace (II - 8) dans les équations (II - 6) et (II - 4).

Alors :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)([L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (\text{II} - 13)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)([L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \quad (\text{II} - 14)$$

### c- Equation mécanique :

L'équation mécanique est donnée par l'expression :

$$J \frac{d}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \quad (\text{II} - 15)$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie :

$$C_{em} = P [i_{sabc}]^t \frac{d}{d} ([M_{sr}] [i_{rabc}]) \quad (\text{II} - 16)$$

Avec :

J : moment d'inertie du rotor.

f : coefficient de frottement visqueux.

$C_{em}$  : couple électromagnétique.

$C_r$  : couple résistant.

P : nombre de paire de pôle.

Les équations précédentes sont difficiles à résoudre puisque :

- L'ordre du système est élevé;
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

Pour réduire l'ordre du système et fait rendre les équations indépendantes du temps en introduit la transformation de park.

## II . 4 Transformation de PARK :

A présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. Nous avons classiquement le choix entre trois repères. Le premier est garder fixe par rapport au stator, et est communément appelé ( ), le second est lié au champ tournant à la

vitesse de synchronisme  $\omega_s$  et est appelé (dq), et le dernier garder fixe par rapport au rotor. est appelé (XY). La modélisation en ( ) voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Celle en (dq) voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [20].

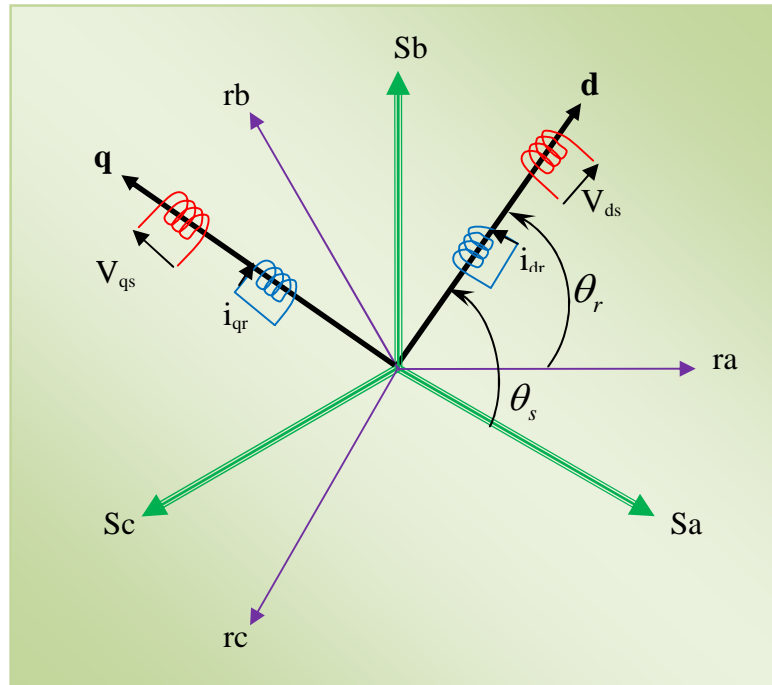


Figure (II -2). Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

Dans la théorie de Park, on utilise la transformation unique pour les courants, tensions et flux.

$$[X_d \ X_q \ X_o]^t = [P(\theta)] [X_a \ X_b \ X_c]^t \tag{II - 17}$$

La transformation inverse est :

$$[X_a \ X_b \ X_c]^t = [P(\theta)]^{-1} [X_d \ X_q \ X_o]^t \tag{II - 18}$$

Telque :

$X$  : peut être une tension, un courant ou un flux.

$\theta$  : Angle entre l'axe a et l'axe d.

La matrice de changement de base est  $[P( )]$  définie par :

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

La matrice de changement de base  $[P(\ )]$  étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple :

$$[P(\ )]^{-1} = \text{transposée } [P(\ )] = [P(\ )]^t$$

Donc :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{II} - 20)$$

#### II . 4 . 1 Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone :

##### a- Équations électriques :

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire  $\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt}$ , les équations (II - 1) et (II - 2) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_p \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_p \cdot \Phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II} - 21)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_p - \omega) \cdot \Phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_p - \omega) \cdot \Phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II -22})$$

### b- Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II -23})$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II -24})$$

Avec :

$$L_s = l_s - M_s \quad L_r = l_r - M_r \quad M = \frac{3}{2} M_0$$

où :

$L_s$  : Inductance cyclique propre statorique.

$L_r$  : Inductance cyclique propre rotorique.

$M$  : Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.

### c- Équations mécaniques :

$$\begin{cases} J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \\ C_e = (3/2) \cdot p \cdot M \cdot (\varphi_{rd} \cdot i_{sq} - \varphi_{rq} \cdot i_{sd}) \\ \omega_r = p \cdot \Omega_r \end{cases} \quad (\text{II -25})$$

## II.5 Choix du référentiel :

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de composantes de PARK nécessite d'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Trois types de référentiels sont intéressants. En pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié [21].

**II . 5 .1 Référentiel lié au stator :**

Est le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\frac{d}{dt}\theta_p = 0 \qquad \frac{d}{dt}\theta_r = -\frac{d}{dt}\theta = -\omega$$

**c- Équations électriques :**

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ U_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ U_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \phi_{r\beta} \\ U_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II -26})$$

**b- Equations magnétiques :**

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II -27})$$

**c- Equations mécaniques :**

$$\begin{cases} \frac{d.\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f.\omega) \\ C_{em} = \frac{3}{2} \frac{PM}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \end{cases} \quad (\text{II -27})$$

**II . 5 .1 .1 Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère ( , ) :**

Il existe plusieurs représentations de la machine asynchrone. Elles se différencient entre elles par un choix du vecteur définissant les variables d'états du système et par un choix du référentiel dans lequel la modélisation est faite. La forme générale de l'équation d'état du système est uniforme et s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U \\ Y = C.X \end{cases} \quad (\text{II -28})$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} i_s & i_s & r & r \end{bmatrix}^t \quad U = \begin{bmatrix} U_s & U_s \end{bmatrix}^t \quad Y = \begin{bmatrix} i_s & i_s \end{bmatrix}^t$$

Où

X : vecteur d'état.

U : vecteur de commande.

Y : vecteur de sortie.

A : matrice d'évolution du système.

B : matrice de commande du système.

C : matrice de sortie.

Les matrices [A] et [B] peuvent être déterminées en utilisant les expressions (II - 21),

(II - 22), (II - 23) et (II - 24) on obtient :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{K}{T_r} & K \cdot \omega_r \\ 0 & -\gamma & -K \cdot \omega_r & \frac{K}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r}, \quad K = \frac{M}{L_s L_r}$$

Où

$T_r$  : Constante de temps rotorique.

$\sigma$  : Coefficient de dispersion de Blondel.

**II . 5 .2 référentiel lié au rotor :**

Dans ce repère  $\theta_p = \theta$ , donc :  $\frac{d}{dt}\theta_r = 0$  et  $\frac{d}{dt}\theta_p = \omega$

Le système des équations (II - 21) et II - 22) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega \cdot \phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} \end{cases} \quad \text{(II -29)}$$

**II . 5 .3 Référentiel lié au champ tournant :**

Dans ce cas la vitesse  $\omega_s$  est la vitesse du champ tournant (vitesse du synchronisme  $\omega_s$ , les équations relatives au modèle de la machine asynchrone dans ce repère sont données par :

$$\frac{d\theta_p}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} \Rightarrow \omega_p = \omega_s$$

Le système des équations (II - 21) et II - 22) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \cdot \phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad \text{(II -30)}$$

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

**II . 6 Simulation du modèle de la machine asynchrone :**

La figure (II.3) représente le schéma bloc du modèle obtenu, ce dernier sera simulé à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB de la machine asynchrone alimentée

directement par le réseau triphasé .Les paramètre de la MAS utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe.

La simulation sera faite dans les deux référentiels (d q) et  $(\alpha\beta)$  Pour un essai en charge nominale après un démarrage à vide.

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes, elles peuvent présentées comme suite :

$$\begin{cases} V_{a_s} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{b_s} = \sqrt{2} V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{c_s} = \sqrt{2} V_s \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{(II -31)}$$

Avec :

$V_s$  : valeur efficace de tension.

$\omega_s$  : pulsation d'alimentation.

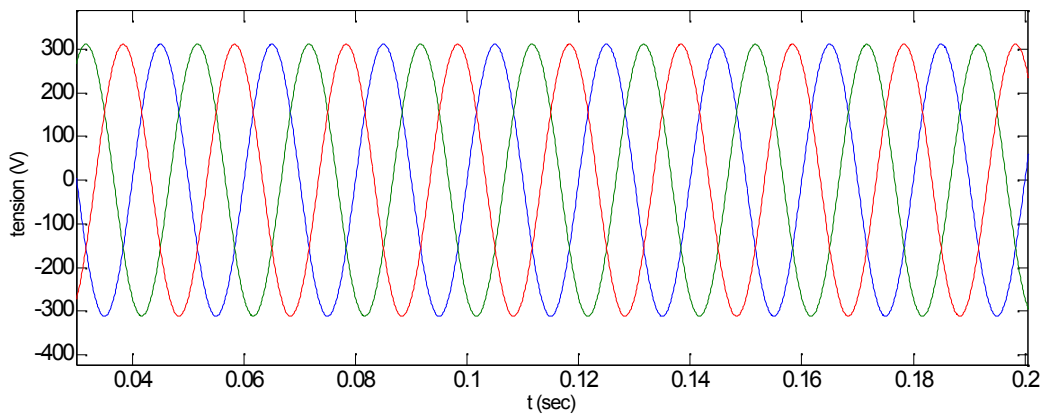


Figure (II .4) :Réseau triphasé

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

Le modèle obtenu est traduit par le schéma bloc suivant :

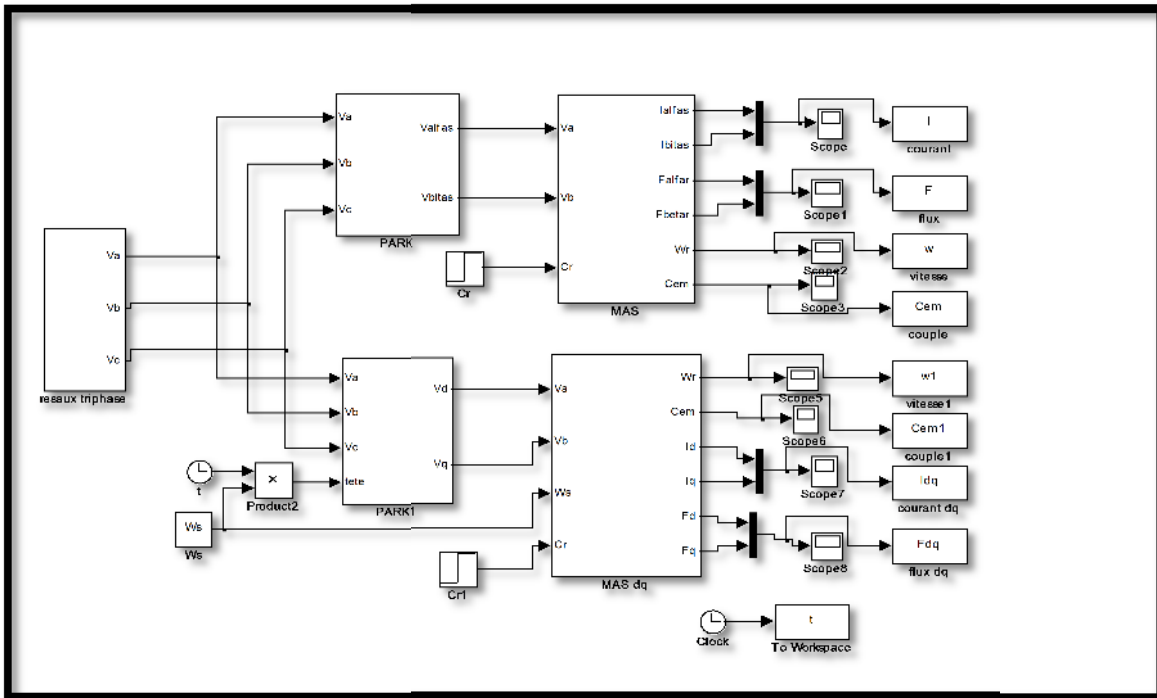


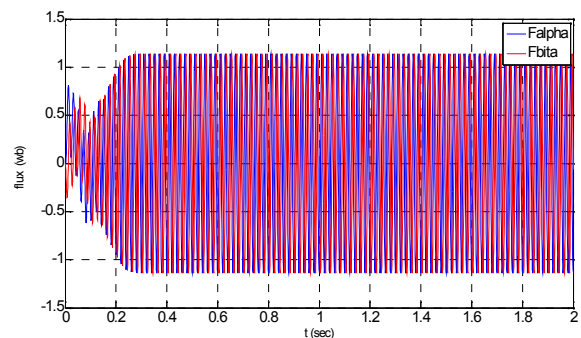
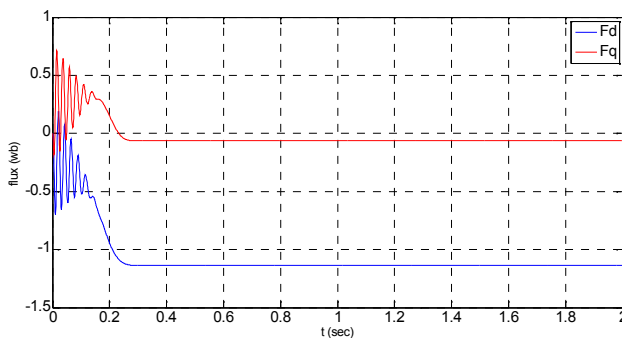
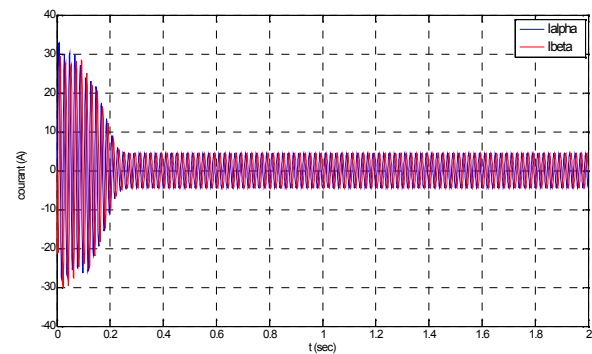
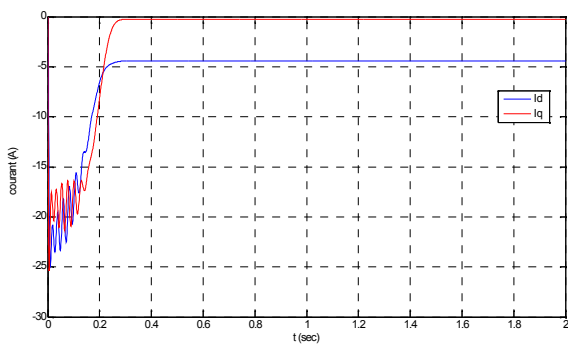
Figure (II.3) : Schéma bloc du modèle de la MAS

## II.7 Résultats de simulation de la machine asynchrone :

\* Démarrage a vide ( $C_r=0Nm$ ) :

Repère (dq)

Repère ( $\alpha\beta$ )



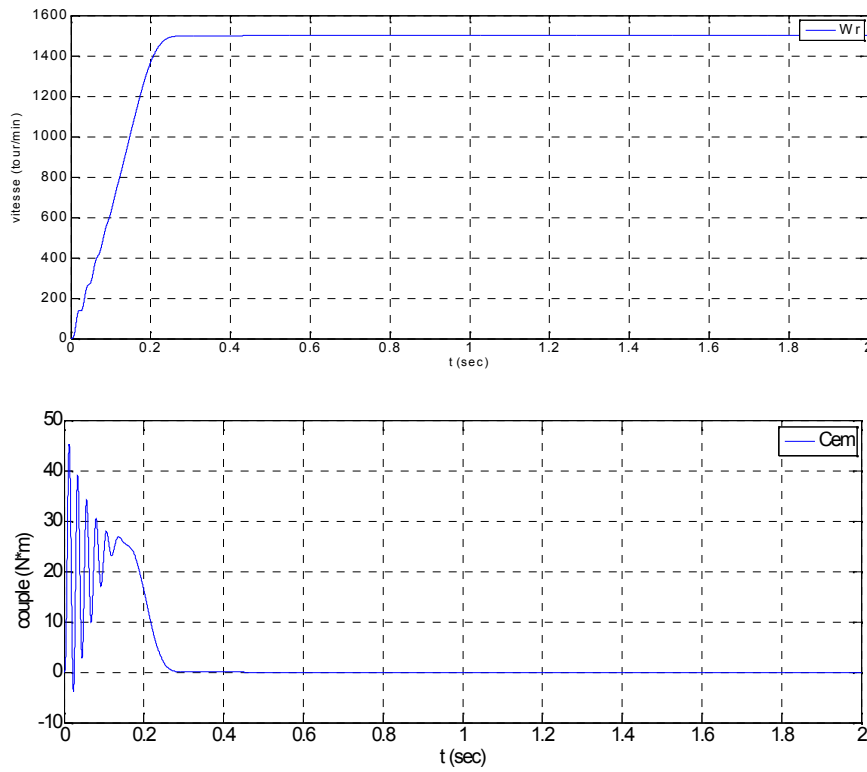
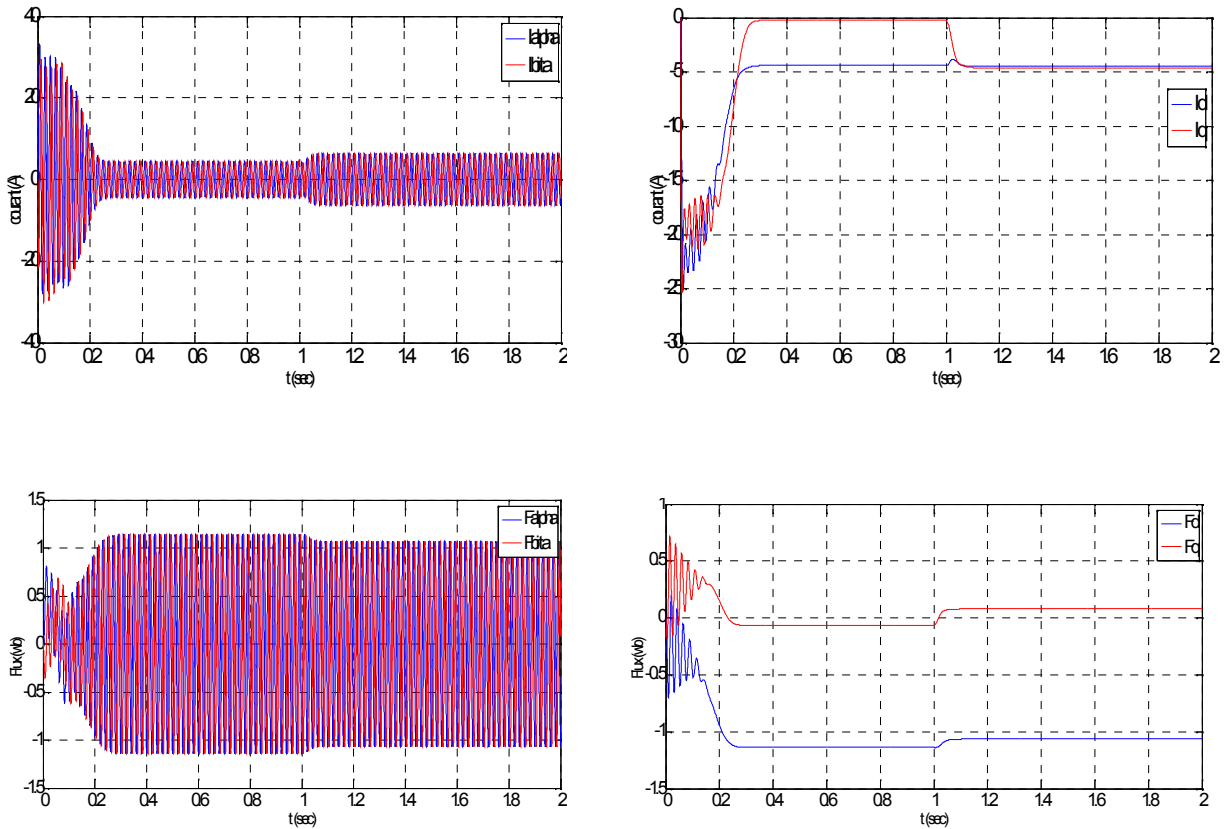
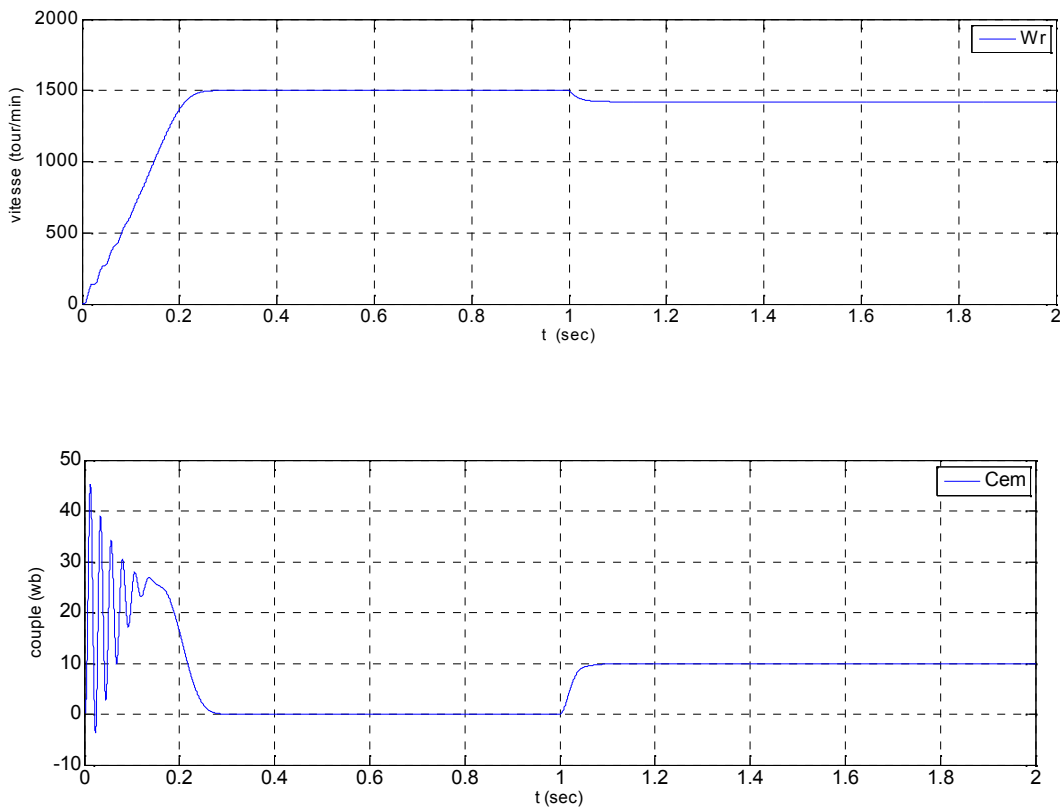


Figure (II.5) : Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement par réseau

• Fonctionnement en charge ( $C_r=10$  N.m) :





**Figure (II.6) :** Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement par réseau et en appliquons un couple résistant ( $C_r=10 \text{ N.m}$ ) à  $t=1 \text{ second}$ .

## II. 8 Interprétations des résultats de simulation :

Les courbes de la figure (II .5) représentent les résultats de simulation pour un fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par un réseau de tension et sans l'application de perturbation ( $C_r= 0$ ) dans les deux référentiels ( $dq$ ) et ( $\alpha\beta$ ) .

En démarrage à vide, les résultats obtenus montrent que la vitesse augmente avec un croissement presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme. Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique présente des oscillations, après il se stabilise à une valeur nulle . Les flux rotoriques et statoriques se présentent sous formes sinusoïdales d'amplitudes presque constantes. Finalement, les courants présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.

Lors du deuxième essai, correspondant à l'application *un couple résistant*  $C_r=10 \text{ N.m}$  à l'instant ( $t = 1\text{sec}$ ), on constate une décroissance de la vitesse, le couple

électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser les oscillations avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal. Les flux rotoriques et statoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de ses modules et les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

## **II.9 Conclusion :**

On a présenté dans ce chapitre, le modèle mathématique de la machine asynchrone alimenté en tension triphasé. La complexité de ce modèle a été réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformation de PARK qui ramène le modèle triphasé en un modèle diphasé équivalent.

Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction, cependant l'obtention d'un modèle rigoureux reste difficile à cause du couplage et de la non-linéarité de ses équations. Actuellement, la disponibilité de puissance de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisée et simulé. Les résultats obtenus confirment la validité du modèle utilisé.

# Chapitre III

## Modélisation des convertisseurs statiques

### **III.1 Introduction :**

L'alimentation doit pouvoir fournir et récupérer en cas de freinage, l'énergie électrique du moteur asynchrone. Elle est généralement composée d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continu constante, qui permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions à amplitude et fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique. Elle présente la solution adéquate pour le démarrage des moteurs asynchrones qui ne peuvent avoir couple lors synchronisme. L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système (la machine asynchrone associée à un convertisseur statique). On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation de la MAS.

### **III.2 Système d'alimentation de la machine :**

L'alimentation de la machine asynchrone triphasée est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et / ou d'un condensateur alimenté par un réseau triphasé, le premier étage est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la machine asynchrone [21].

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la figure (III.1) sont utilisées comme des actionneurs rotatifs à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent .
- Une large plage de variation de vitesse .
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible .
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

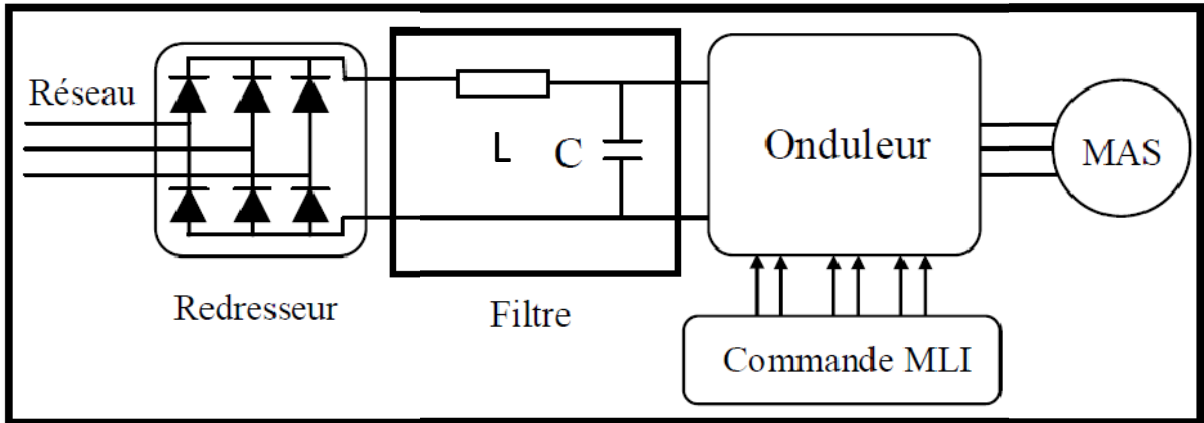


Figure (III.1) : Schéma de principe de l'association convertisseur machine

### III.2.1 Modélisation du redresseur triphasé à diodes :

Les redresseurs sont des convertisseurs qui assurent la conversion alternative continu (AC/DC). Nous utilisons le pont triphasé toutes diodes alimentées par un système de tension sinusoïdales triphasées, schématisé par la figure (III.2) .

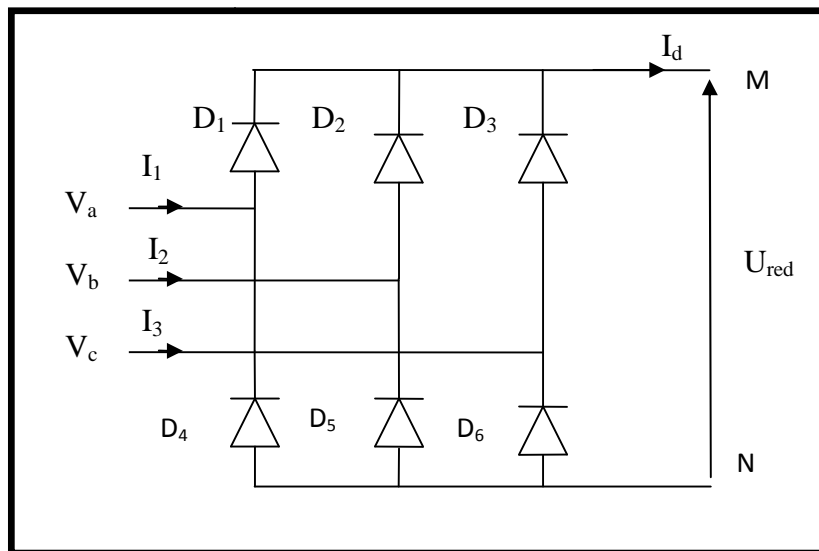


Figure (III.2): Représentation d'une redresseuse triphasée à diode.

Ce redresseur comporte deux groupes, le premier groupe est constitué de trois diodes ( $D_1, D_2, D_3$ ) à cathode commune assurant l'aller du courant  $I_d$ , ainsi, le deuxième groupe comporte trois diodes ( $D_4, D_5, D_6$ ) à anode commune assurant le retour du courant  $I_d$ . On suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} V_a(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ V_b(t) = V_m \sin(2\pi f t - 120^\circ) \\ V_c(t) = V_m \sin(2\pi f t - 240^\circ) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

### III.2 .1.1 Principe du fonctionnement :

La conduction d'une diode du premier groupe ( $D_1, D_2, D_3$ ) rend la tension ( $V_M - V_O$ ) égale à la plus positive des tensions  $V_a, V_b$  ou  $V_c$  et, de ce fait, bloque les deux autres. La conduction d'une diode du second groupe ( $D_4, D_5, D_6$ ) rend la tension ( $V_N - V_O$ ) égale à la plus négative des tensions  $V_a, V_b$  ou  $V_c$  et bloque les deux autres, La tension redressée est [21]:

$$U_{red}(t) = \text{Max}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] - \text{Min}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] \quad (\text{III.2})$$

La tension redressée est de la forme suivante :

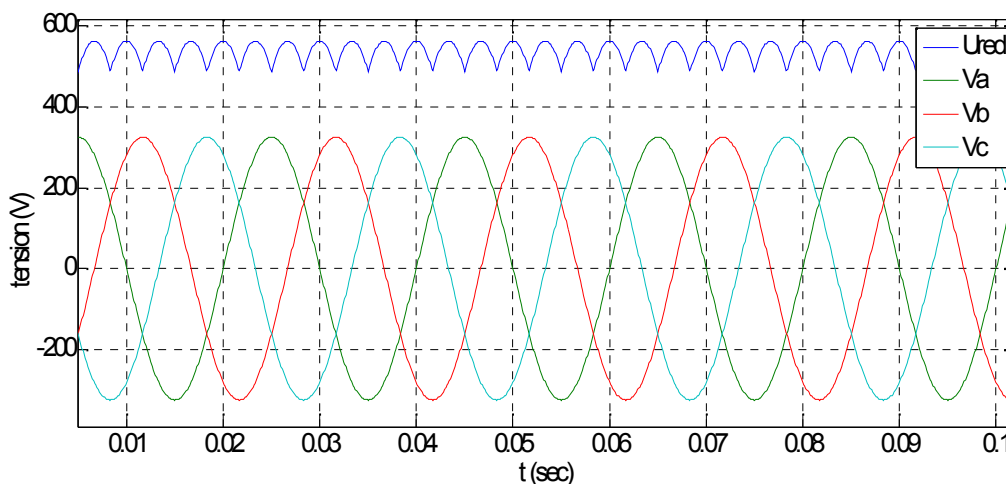


Figure (III.3): Tension à la sortie du redresseur

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage

### III.2 .2 Modélisation du filtre[20] :

Pour filtrer la tension continue délivrée par le pont redresseur on utilise un filtre (LC), Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé dans les points suivants :

- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance et transitoirement le stockage des impulsions renvoyées par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.

- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation délivrée par le redresseur

- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit. En freinant, grâce à l'inductance. Les grandeurs qui interviennent pour fixer le dimensionnement du filtre sont :

- \* la tension  $U_{dc}$  d'alimentation de l'onduleur.
- \* La composante continue du courant exigé  $i_s$ .
- \* L'ondulation maximale de ce courant est celle tolérée sur la tension  $U_{dc}$  dans les plus mauvaises conditions.

Le schéma principe du filtre est donné par :

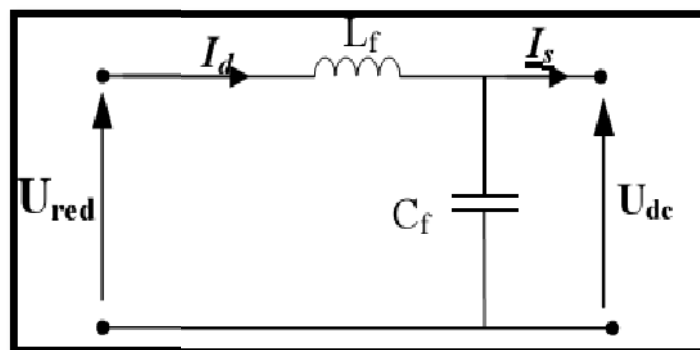


Figure (III.4): schéma du filtre LC

Les équations du filtre sont :

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{di_d(t)}{dt} + U_{dc} \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d(t) - i_s(t)) \end{cases} \quad (III.3)$$

Alors la fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{1 + \sqrt{L_f \cdot C_f} s} \quad (III.4)$$

La tension filtrée est de la forme suivante :

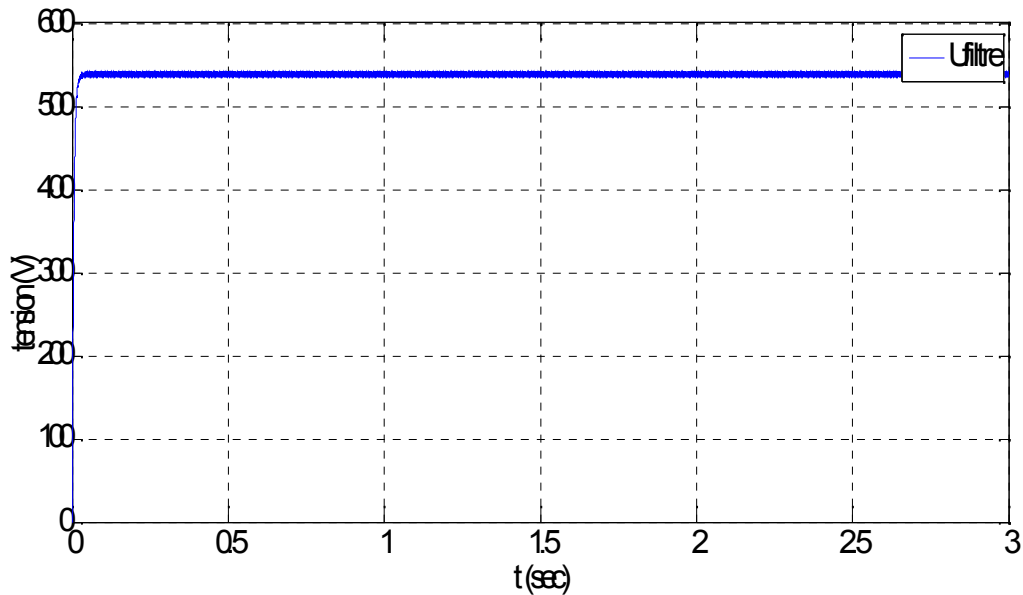


Figure (III.5): Tension filtrée.

### III.2 .3 Modélisation de l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par modulation de Largeur d'impulsions (MLI). La structure à trois bras est présentée sur la figure (III.6) [20].

Pour assurer la continuité des courants alternatifs  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$  les interrupteurs ( $T_1$  et  $T_4$ ), ( $T_2$  et  $T_5$ ) et ( $T_3$  et  $T_6$ ) doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Les tensions de sortie de l'onduleur  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée o. Pour qu'elles soient identiques à  $1/3$  période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de  $1/3$  période sur le précédent [22].

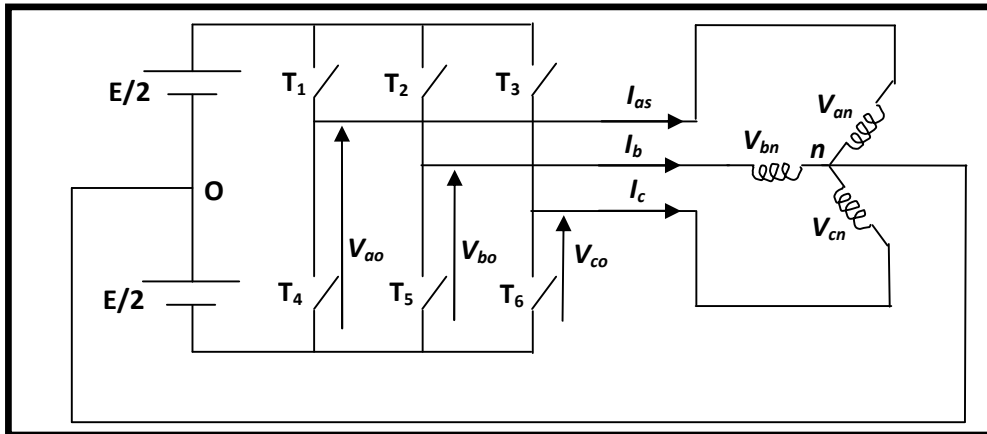


Figure (III.6): Représentation schématique d'un onduleur de tension

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude E, on déduit aisément les expressions des tensions composées.

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (III.5)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3) \cdot [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3) \cdot [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3) \cdot [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (III.6)$$

La matrice de connexion [T] de l'onduleur s'écrit :

$$[T] = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

Les tensions imposées de chaque bras de l'onduleur sont définies par

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E/2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

On a aussi :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (III.9)$$

Dont on peut déduire

$$V_{no} = (1/3) \cdot [V_{ao} + V_{bo} + V_{co}] \quad (III.10)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} \cdot V_{ao} - \frac{1}{3} \cdot (V_{bo} + V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{2}{3} \cdot V_{bo} - \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{2}{3} \cdot V_{co} - \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{bo}) \end{cases} \quad (III.11)$$

Ce système d'équation peut prendre la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (III.12)$$

### III.2 .3.1 Stratégies de commande MLI sinusoïdale:

Le principe général de cette stratégie est de comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [21].

En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de  $2/3$  à la même fréquence. Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires.

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} U_r < U_p \Rightarrow S(t) = 1 \\ U_r > U_p \Rightarrow S(t) = 0 \end{cases} \quad (III.13)$$

Tel que :

$U_r$  : tension référence       $U_p$  : tension porteuse       $S(t)$  : est le signal MLI résultant

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

1- L'indice de modulation 'm' qui est l'image du rapport de fréquences de la porteuse  $f_p$

sur celle de la référence  $f_{ref}$  :

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p} = 48$$

2- Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) 'r' qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence  $V_{mref}$  sur la tension de porteuse  $V_{mp}$  :

$$r = \frac{V_{mref}}{V_{mP}} = 0.8 \quad 0 \leq r \leq 1$$

La résultat de Simulation de l'association (redresseur-filtre-Onduleur) comme suite :

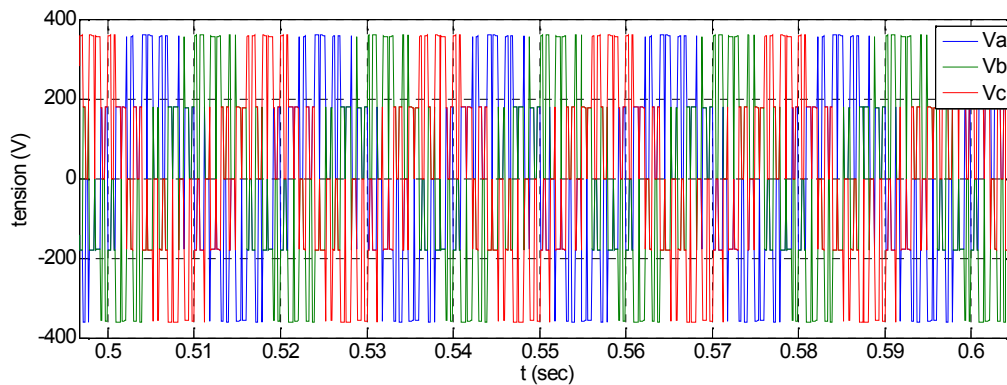


Figure (III.7) : la sortie du l'onduleur

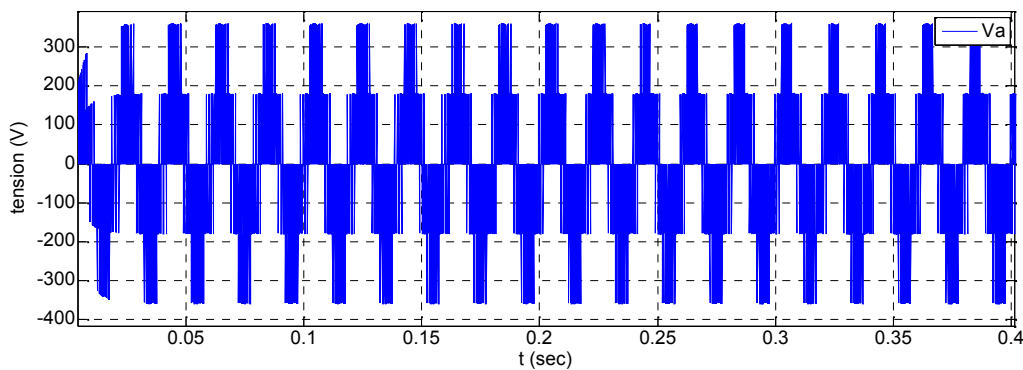


Figure (III.8) : tension de phase Va

### III.3 . Simulation de l'ensemble convertisseur-MAS :

Les résultats de simulations de l'association convertisseur statique-machine asynchrone sont représentés sur la figure (III.8) .

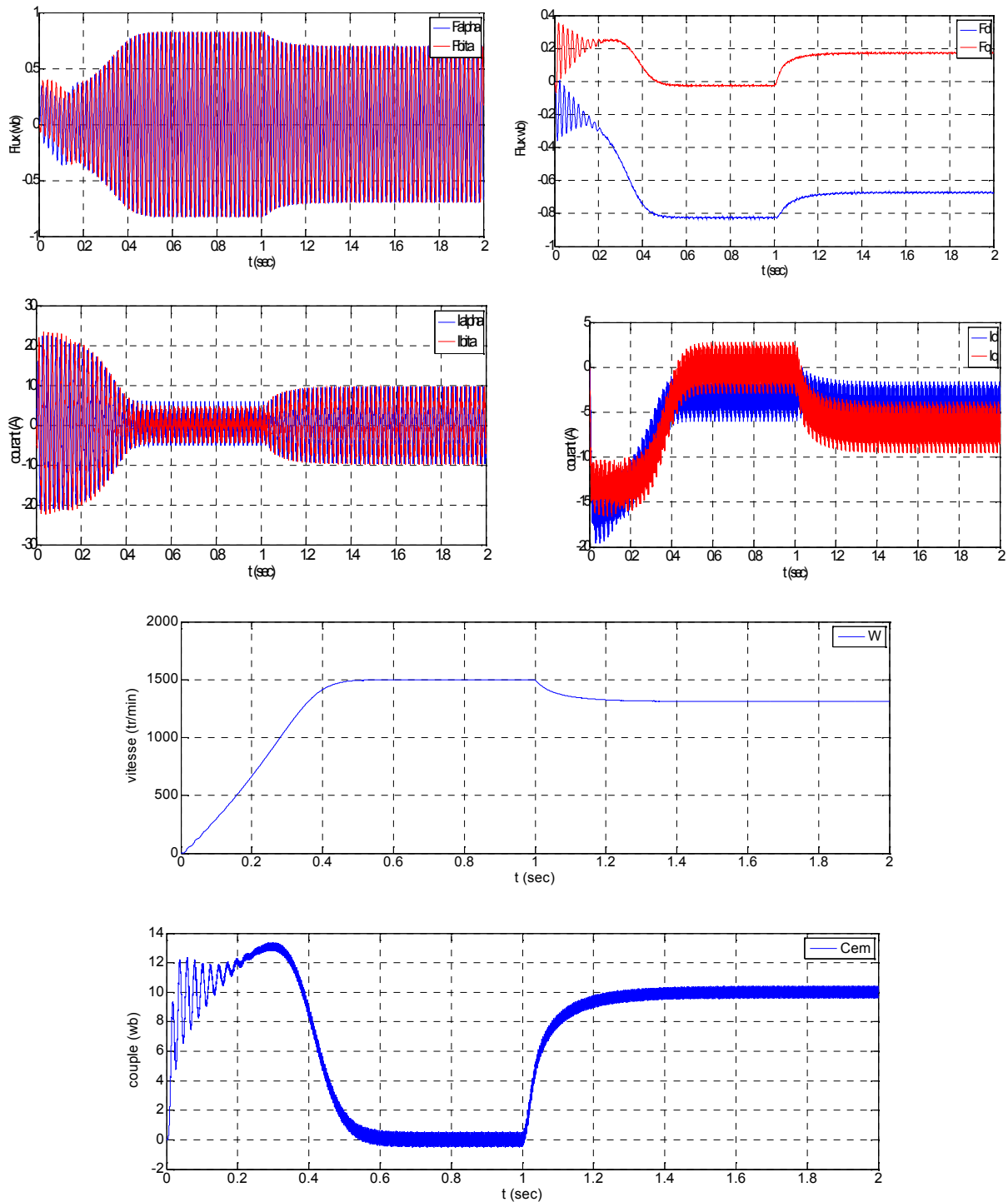


Figure (III.9) :Simulation de l'association convertisseur –machine avec application d'une charge de (10 N.m)

### III.4 Interprétations des résultats de simulation :

Les résultats de simulations de l'association convertisseur statique-machine asynchrone sont représentés sur la figure (III.9) .

Les résultats de simulation présentent le démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Après que le régime permanent est atteint, nous avons appliqué une perturbation de charge ( $C_T = 10 \text{ N.m}$ ) à l'instant  $t = 1 \text{ s}$ .

La comparaison de ces résultats avec celles obtenus dans le cas d'une alimentation sous pleine tension , montre la différence les deux formes du couple , lorsque la machine est alimentée par un onduleur , le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire mais présente des ondulations.

Des amplitudes moins importantes pour les composantes du flux. Les allures des composantes du flux rotorique et du courant statorique sont semblables à celles que nous avons obtenu avec alimentation sous pleine tension .

La vitesse de la machine à la même allure que celle de la machine avec alimentation sous pleine tension.

### III.4 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle du bloc d'alimentation constitué par l'association (Redresseur- filtre- l'onduleur contrôlé par M.L.I triangulo-sinusoidale).

Ensuite présentés la simulation de la machine asynchrone associée à un onduleur triphasé commandé par la stratégie de MLI triangulo-sinusoidale.

La simulation des grandeurs électriques (courants) , magnétique (flux rotorique ) et mécanique (vitesse , couple) dans les deux cas d'alimentation (source d'alimentation sous pleine tension , onduleur de tension à deux niveaux ) , les ondulation haut fréquente remarqué sur les différents grandeurs de la machine .

# Chapitre V

## Reconstruction de la vitesse de rotation

## **V.1 Introduction :**

Après avoir effectué une modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur, on va dédier ce chapitre à un élément essentiel, pour la régulation, c'est la détermination de la vitesse et de la position. On utilise la méthode d'identification par inverse généralisée.

Cette méthode étant basée sur la simulation de modèles représentatifs de la machine, la mesure de la position du rotor (vitesse) s'avère nécessaire. Néanmoins, l'utilisation d'un capteur de position, en l'occurrence le codeur Incrémental, présente quelques inconvénients car hormis son coût élevé, elle exige un soin particulier apporté au câblage du fait de sa fragilité, un emplacement souvent encombrant sur l'arbre du moteur et conduit à l'introduction de bruits électriques additionnels. Le capteur de position et/ou de vitesse nécessaire au pilotage des machines électriques, présente donc un compromis coût/encombrement/fiabilité défavorable. L'utilisation d'un capteur mécanique peut réduire la sûreté de fonctionnement en raison de ses propres pannes et de son usure, fait apparaître des contraintes d'encombrement et surtout augmente le coût des variateurs électroniques. Il est donc nécessaire pour surmonter ces difficultés industrielles de proposer une méthodologie adéquate pour l'estimation de la vitesse de rotation[23].

L'élimination de la mesure de la position et/ou de la vitesse a longtemps été un objectif, surtout pour l'élaboration d'actionneurs de hautes performances sans capteur mécanique.

De nombreuses approches ont été proposées pour estimer la vitesse à partir des grandeurs mesurables de la machine asynchrone. Cependant, la plupart de ces approches nécessitent la connaissance des grandeurs mécaniques (moment d'inertie, coefficient de frottement, etc....) qui varient selon les applications. En plus, elles présentent des performances dégradées à l'arrêt et à très basses vitesses dues à la variation des résistances statoriques et rotoriques[24].

Dans ce chapitre, nous proposons en premier lieu une nouvelle approche pour la reconstruction de la vitesse de rotation en utilisant uniquement les signaux électriques. Par ailleurs, nous mettrons à profit quelques propriétés des variateurs de vitesse afin d'éliminer le plus grand nombre de capteurs électriques.

## **V.2 Le filtre estimateur :**

Le filtre estimateur est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs; de plus, les bruits d'état doivent être décorrélés des bruits de

mesure. Le principe de base du filtre de Kalman est la minimisation de la variance de l'erreur d'estimation basée sur l'état[25].

Dans notre application, l'estimateur va être utilisé pour l'estimation du vecteur d'état  $x_k$  composé des courants statoriques et des flux rotoriques sur les deux axes  $dq$ . Les paramètres électriques de la machine sont supposés connus, une estimation préliminaire de ces paramètres est donc nécessaire. Ainsi, à partir de la représentation discrète de la machine asynchrone, on construit un observateur d'état.

Mais tout d'abord, on présente le principe général du filtre de Kalman standard.

### V.2.1 Le filtre estimateur standard :

On considère le cas général d'un système stochastique discret, multi entrées, multi sorties, non stationnaire représenté dans l'espace d'état par les équations récursives suivantes :

$$\begin{cases} x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k + v_k \\ y_k = C x_k + \zeta_k \end{cases} \quad (V.1)$$

Où

$x_k = x(t_k)$  : État exacte du système

$u_k = u(t_k)$  : entrées

$y_k = y(t_k)$  : sorties mesurées

$v_k = v(t_k)$  : Bruits d'entrées (ou d'états)

$\zeta_k = \zeta(t_k)$  : Bruits de sortie (ou de mesure)

$t_k = kT_e$  Où  $T_e$  est la période d'échantillonnage.

Ce modèle est obtenu par la discrétisation du modèle continu. Les hypothèses suivantes doivent être vérifiées[25] :

- les matrices  $A_k$ ,  $B_k$  et  $C_k$  ainsi que l'entrée sont certaines,
- les bruits d'état et de mesure sont supposés de moyenne nulle, non corrélés entre eux et non corrélés dans le temps,
- l'état initial est une variable aléatoire d'espérance (ou de moyenne)  $\hat{x}_{0/0}$ , de matrice de covariance  $p_{0/0}$  connue, indépendante du bruit d'état et de mesure.

Ces hypothèses peuvent être résumées en écrivant :

$$E \left\{ \begin{bmatrix} x_0 \\ v_i \\ \zeta_i \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} \hat{x}_{0/0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad E \left\{ \begin{bmatrix} x_{0/0} \\ v_i \\ \zeta_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ v_i \\ \zeta_i \end{bmatrix}^T \right\} = \begin{bmatrix} p_{0/0} & 0 & 0 \\ 0 & Q_i \delta_{ij} & 0 \\ 0 & 0 & R_i \delta_{ij} \end{bmatrix} \quad (V.2)$$

Où

$$p_{0/0} > 0, \quad Q_i > 0, \quad R_i > 0$$

$\delta_{ij}$  Est le symbole de Kronecker tel que  $\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i=j \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$

Le problème consiste à estimer le vecteur d'état  $x_k$  compte tenu des informations disponibles à cet instant. On note  $\hat{x}_{k/k}$  l'estimation de l'état exact  $x_k$  à l'instant k. On définit alors l'erreur d'estimation à l'instant k par

$$e_k = x_k - \hat{x}_{k/k} \quad (V.3)$$

et la variance de l'erreur d'estimation par

$$p_{k/k} = E \{ e_k e_k^T \} \quad (V.4)$$

Connaissant l'estimation  $\hat{x}_{k/k}$ , il s'agit de déterminer  $\hat{x}_{k+1/k+1}$  minimisant la variance de l'erreur d'estimation (filtre à minimum de variance).

On détermine l'estimateur optimal au sens de sa variance en deux étapes[25] :

➤ **une phase de prédiction :**

Le bruit  $v$  est une variable aléatoire indépendante. Les observations passées n'apportent donc aucune information sur sa valeur présente. En remplaçant  $v_k$  par sa valeur Moyenne (nulle), on obtient le prédicateur :

$$\hat{x}_{k+1/k} = A_k \hat{x}_{k/k} + B_k u_k \quad (V.5)$$

Cette prédiction correspond à l'évolution qu'aurait l'état du système en l'absence de bruit. L'erreur de prédiction est alors :

$$x_{k+1} - \hat{x}_{k+1/k} = A_k (x_k - \hat{x}_{k/k}) + v_k \quad (V.6)$$

Si la prédiction est non biaisée, l'erreur de prédiction a pour covariance :

$$p_{k+1/k} = E \left\{ (x_{k+1} - \hat{x}_{k+1/k})(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1/k})^T \right\} \quad (V.7)$$

$$= A_k p_{k/k} A_k^T + Q_k \quad (V.8)$$

Grâce à  $\hat{x}_{k+1/k}$ , on peut prédire  $\hat{y}_{k+1/k}$  par :

$$\hat{y}_{k+1/k} = C_{k+1} \hat{x}_{k+1/k} \quad (\text{V.9})$$

Notre objectif est d'avoir une estimation récursive du vecteur d'état qui, à partir de l'estimation  $\hat{y}_{k+1/k}$  nous fournit, si une mesure est disponible à l'instant  $k+1$  notée  $y_{k+1}$ , une nouvelle estimation, compte tenu de cette dernière mesure. Il s'agit donc d'améliorer l'estimation de l'état en tenant compte de l'écart  $y_{k+1} - \hat{y}_{k+1/k}$  par l'intermédiaire d'un gain  $K_{k+1}$ , objet de la phase de correction.

➤ **une phase de correction :**

Au cours de cette phase, on améliore la connaissance de  $\hat{x}_{k+1/k+1}$  et  $p_{k+1}$  en remplaçant  $\hat{y}_{k+1/k}$  par  $\hat{y}_{k+1/k+1}$  et  $p_{k+1/k}$  par  $p_{k+1/k+1}$  pour tenir compte de la nouvelle mesure à l'instant  $k+1$ . Pour cela, on introduit un terme de correction sur la prédiction suivant l'équation récursive :

$$\hat{x}_{k+1/k+1} = \hat{x}_{k+1/k} + K_{k+1} (y_{k+1} - \hat{y}_{k+1/k}) \quad (\text{V.10})$$

On choisit de manière à minimiser la variance des erreurs d'estimation la trace de la matrice de covariance  $p_{k+1/k+1}$ . Après calcul, on obtient :

$$K_{k+1} = P_{k+1/k} C^T (C P_{k+1/k} C^T + R_{k+1})^{-1} \quad (\text{V.11})$$

On actualise alors l'estimée de la covariance

$$P_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1} C) P_{k+1/k} \quad (\text{V.12})$$

Le filtre est initialisé par la variance des bruits d'état  $Q_k$  et de mesures  $R_k$ , par l'état initial estimé ainsi que par la variance de l'erreur d'estimation associée. Ce filtre fournit une estimation optimale de l'état ainsi que de la variance de l'erreur d'estimation.

### V.3 Reconstruction de la vitesse :

Pour la reconstruction de la vitesse, seuls les signaux électriques sont utilisés. L'équation mécanique de la vitesse n'est donc introduite dans la procédure d'estimation, d'où un intérêt a priori par rapport aux approches classiques. En effet, les paramètres mécaniques (moment d'inertie, coefficient de frottement, couple résistif, ...) qui varient selon les applications n'ont pas à être pris en compte, ce qui permet l'utilisation générale de cette

technique indépendamment des caractéristiques mécaniques. Dans cette partie, on se propose donc d'estimer la vitesse à partir uniquement de la mesure des grandeurs électriques (tensions et courants) de la machine[23].

### V.3.1 Modèle d'état dans le repère de Park :

En règle générale, l'estimation paramétrique fait référence à un modèle du processus. Dans cette application, il correspond au modèle dynamique de la machine asynchrone. L'objectif de ce modèle étant l'estimation de la vitesse en régime dynamique (pour éliminer le capteur de position), il est donc nécessaire d'exprimer ce modèle dans le référentiel de Park d'axe d et q afin de s'affranchir de la mesure de la position du rotor.

#### V.3.1.1 Modèle continu :

Comme précédemment, on suppose que la machine est équilibrée à entrefer uniforme, que la distribution du champ est sinusoïdale et que les effets de la saturation magnétique ainsi que les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables. Les fuites magnétiques quant à elles sont totalisées au stator pour des raisons d'indentifiabilité du modèle[25].

Ainsi, on peut écrire le modèle de la machine asynchrone sous forme d'état en associant le vecteur d'état qui contient les courants statoriques  $i_{sdq}$  et les flux rotoriques  $\phi_{rdq}$  ainsi que l'entrée et la sortie du système correspondant respectivement aux tension  $U_{sdq}$  et courants statoriques :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(w) x(t) + B u(t) \\ y(t) = C x(t) \end{cases} \quad (\text{V.13})$$

Avec :

$$x = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & \phi_{rd} & \phi_{rq} \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur d'état}$$

$$u = \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix}, y = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} : \text{entrées et sorties de la machine}$$

$$A(w) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_r}{L_f} & w & \frac{R_r}{L_f \cdot L_r} & \frac{w}{L_f} \\ -w & -\frac{R_s + R_r}{L_f} & -\frac{w}{L_f} & \frac{R_r}{L_f \cdot L_r} \\ R_r & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & R_r & 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}, \quad (V.14)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (V.15)$$

Toutes les variables du vecteur d'état sont définies en utilisant la transformation de Park liée au référentiel rotorique.

**V.3.1.2 Modèle discret :**

Le modèle discret de la machine asynchrone se déduit facilement du modèle continu par la méthode de l'exponentielle de matrice. On écrit donc l'expression générale du système différentiel sous forme discrétisée :

$$\begin{cases} \dot{x}_{k+1} = \Phi_k x_k + B_{d_k} u_k \\ y_k = C x_k \end{cases} \quad (V.16)$$

Les matrices  $\Phi_k$  et  $B_{d_k}$  sont réactualisées à chaque instant d'échantillonnage par :

$$\begin{cases} \Phi_k = e^{AT_e} = I + A \frac{T_e}{1!} + A^2 \frac{T_e^2}{2!} \\ B_{d_k} = \left( I T_e + A^2 \frac{T_e^2}{2!} \right) B \end{cases} \quad (V.17)$$

A partir de l'expression des matrices  $\Phi_k$  et  $B_{d_k}$ , on peut écrire

$$\begin{cases} \Phi_k = \Phi_1 + \Phi_2 w_k + \Phi_3 w_k^2 \\ B_{d_k} = B_{d_1} + B_{d_2} w_k \end{cases} \quad (V.18)$$

Où les matrices  $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3, B_{d_1}$  et  $B_{d_2}$  sont des matrices constantes telles que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_1 = I + A_1 T_e + A_1^2 \frac{T_e^2}{2} \\ \Phi_2 = A_2 T_e + (A_1 A_2 + A_2 A_1) \frac{T_e^2}{2} \\ \Phi_3 = A_2^2 \frac{T_e^2}{2} \\ B_{d_1} = I T_e + A_1 B \frac{T_e^2}{2} \\ B_{d_2} = A_2 B \frac{T_e^2}{2} \end{array} \right. \quad (V.19)$$

Avec :

$$A(w) = A_1 + A_2 w \quad (V.20)$$

Où

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_r}{L_f} & 0 & \frac{R_r}{L_f \cdot L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s + R_r}{L_f} & 0 & \frac{R_r}{L_f \cdot L_r} \\ R_r & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & R_r & 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (V.21)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \frac{1}{L_f} \\ -1 & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (V.22)$$

Après calcul, on peut constater que les termes de la matrice  $\Phi_3$

$$\Phi_3 = \begin{bmatrix} -1 & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{T_e^2}{2} \quad (V.23)$$

Sont très faibles (termes en  $T_e^2$ ) devant ceux des autres matrices.

En négligeant donc le terme en  $\Phi_3$  dans le repère lié au champ tournant, sert de base à la construction d'un observateur d'état par le filtre de Kalman, pour l'estimation de la vitesse de rotation du rotor.

$$\begin{cases} x_{k+1} = (\Phi_1 + \Phi_2 w_k) x_k + (B_{d_1} + B_{d_2} w_k) u_k \\ y_k = C x_k \end{cases} \quad (V.24)$$

Ce modèle d'état discret de la machine asynchrone, dans le repère lié au champ tournant, sert de base à la construction d'un observateur d'état par le filtre de Kalman, pour l'estimation de la vitesse de rotation du rotor.

### V.3.2 Principe de l'estimation de la vitesse :

Le système ( V.23) est linéaire par rapport à la vitesse. Si on suppose connus l'état  $x$  et l'excitation  $u$ , alors il est possible de calculer la pulsation  $w$  grâce à un système d'équation ne faisant intervenir que les paramètres électriques.

Cependant, le vecteur d'état  $x$  est composé des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  (mesurés) et des flux  $\phi_{sd}$  et  $\phi_{sq}$  bien sûr non mesurés. Une estimation préalable de ces flux et donc nécessaire, à l'aide du filtre de Kalman.

Supposons connue une estimation  $\hat{w}$  de la vitesse (à l'itération précédente). Grâce à la mesure de l'excitation  $u$  et des courants  $i_{sdq}$ , il est possible d'estimer l'état  $x$ , donc les flux grâce à cette estimation de l'état  $x$ , on peut donc utiliser le système d'équations ( V.23) pour estimer la vitesse  $w$ , par une technique d'inverse généralisée. Nous allons décrire les étapes nécessaires à la reconstruction de la vitesse [23].

### V.3.3 Estimation de l'état par un Filtre estimateur :

L'estimateur présenté auparavant est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses relatives notamment aux bruits. Le principe de base du filtre de Kalman est la minimisation de la variance de l'erreur d'estimation basée sur l'état [25].

Dans notre cas l'estimateur est utilisé pour l'estimation du vecteur d'état  $x_k$  composé des courants statoriques et des flux rotoriques sur les deux axes  $dq$ . Les paramètres électriques de la machine sont supposés connus, une estimation préliminaire de ces paramètres est donc indispensable. Ainsi, à partir du système discret de la machine asynchrone, on construit un observateur d'état.

Connaissant l'état à l'instant  $k$  ainsi qu'une valeur  $\hat{w}_k$  de la vitesse, le principe du Filtre estimateur appliqué à la machine asynchrone est d'estimer l'état à l'instant  $k+1$ . Selon les étapes suivantes :

- la phase de prédiction (s'appuyant en particulier sur l'estimation  $\hat{w}_k$ ) :

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+1/k+1} = \Phi_k \hat{x}_{k/k} + B_{dk} u_k \\ P_{k+1/k} = \Phi_k P_{k/k} \Phi_k^T + Q_k \end{cases} \quad (\text{V.25})$$

- une phase de correction (s'appuyant sur les mesures des courants  $i_{dqs}$ ) :

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+1/k+1} = \hat{x}_{k+1/k} + K_{k+1} (y_{k+1} - \hat{y}_{k+1/k}) \\ K_{k+1} = P_{k+1/k} C^T (C P_{k+1/k} C^T + R_{k+1})^{-1} \\ P_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1} C) P_{k+1/k} \end{cases} \quad (\text{V.26})$$

Le filtre de Kalman ainsi implanté fournit une estimation optimale de l'état ainsi que la variance de l'erreur d'estimation à partir d'une valeur estimée de la vitesse [25].

### V.3.4 Estimation de la vitesse par la méthode d'inverse généralisée :

D'après la relation ( V.23) du modèle discret de la machine asynchrone, il est possible d'exprimer la pulsation électrique grâce à la relation :

$$H_{1k} w_k = H_{2k} \quad (\text{V.27})$$

Avec

$$\begin{cases} H_{1k} = \Phi_2 x_k + B_{d2} u_k \\ H_{2k} = x_{k+1} - \Phi_1 x_k - B_{d1} u_k \end{cases} \quad (\text{V.28})$$

L'estimation  $\hat{x}_{k/k}$  du vecteur d'état  $x$  dans l'étape précédente permet donc d'obtenir une estimation à l'instant  $k$  de la pulsation électrique  $w_k$  et cela pour chaque composante de l'état. en résolvant l'équation ( V.26) par inverse généralisée [13], c'est-à-dire en appliquant la méthode des Moindres Carrés aux 4 estimations de  $w_k$  fournies Par ( V.26), on obtient :

$$\hat{w}_k = (\hat{H}_{2k}^T \hat{H}_{1k})^{-1} (\hat{H}_{2k}^T \hat{H}_{2k}) \quad (\text{V.29})$$

Avec

$$\begin{cases} \hat{H}_1 = \Phi_2 \hat{x}_{k/k} + B_{d2} u_k \\ \hat{H}_2 = \hat{x}_{k+1/k+1} - \Phi_1 \hat{x}_{k/k} - B_{d1} u_k \end{cases} \quad (\text{V.30})$$

La vitesse ayant une dynamique lente par rapport aux grandeurs électriques, il est nécessaire de filtrer l'estimation  $\hat{w}_k$  par un filtre passe-bas afin d'éviter une divergence de la vitesse (en raison du caractère fortement non stationnaire des courants) assurant ainsi la stabilité globale du mécanisme d'adaptation. Cependant, ce filtre doit être soigneusement dimensionné afin d'éviter toute altération du signal utile. On proposera par la suite trois types de filtres :

- un filtre passe-bas numérique du 1<sup>er</sup> ordre, pour un fonctionnement temps réel.
- un filtre passe-bas du 1<sup>er</sup> ordre.
- un filtre non causal, pour un fonctionnement en temps différé, ce qui est compatible avec l'objectif de diagnostic.

Finalement, et afin de boucler ce processus, la nouvelle valeur de la vitesse filtrée  $\hat{w}_{f\ k+1}$  est utilisée par le filtre de Kalman pour une nouvelle estimation de l'état.

### V.3.5 Mécanisme global d'adaptation de la vitesse :

Le mécanisme d'adaptation est fondamentalement basé sur minimisation de l'erreur quadratique entre les courants statoriques d'axes  $dq$  mesurés et leur estimation.

La Figure ( V.1) illustre ce mécanisme d'estimation de la vitesse.

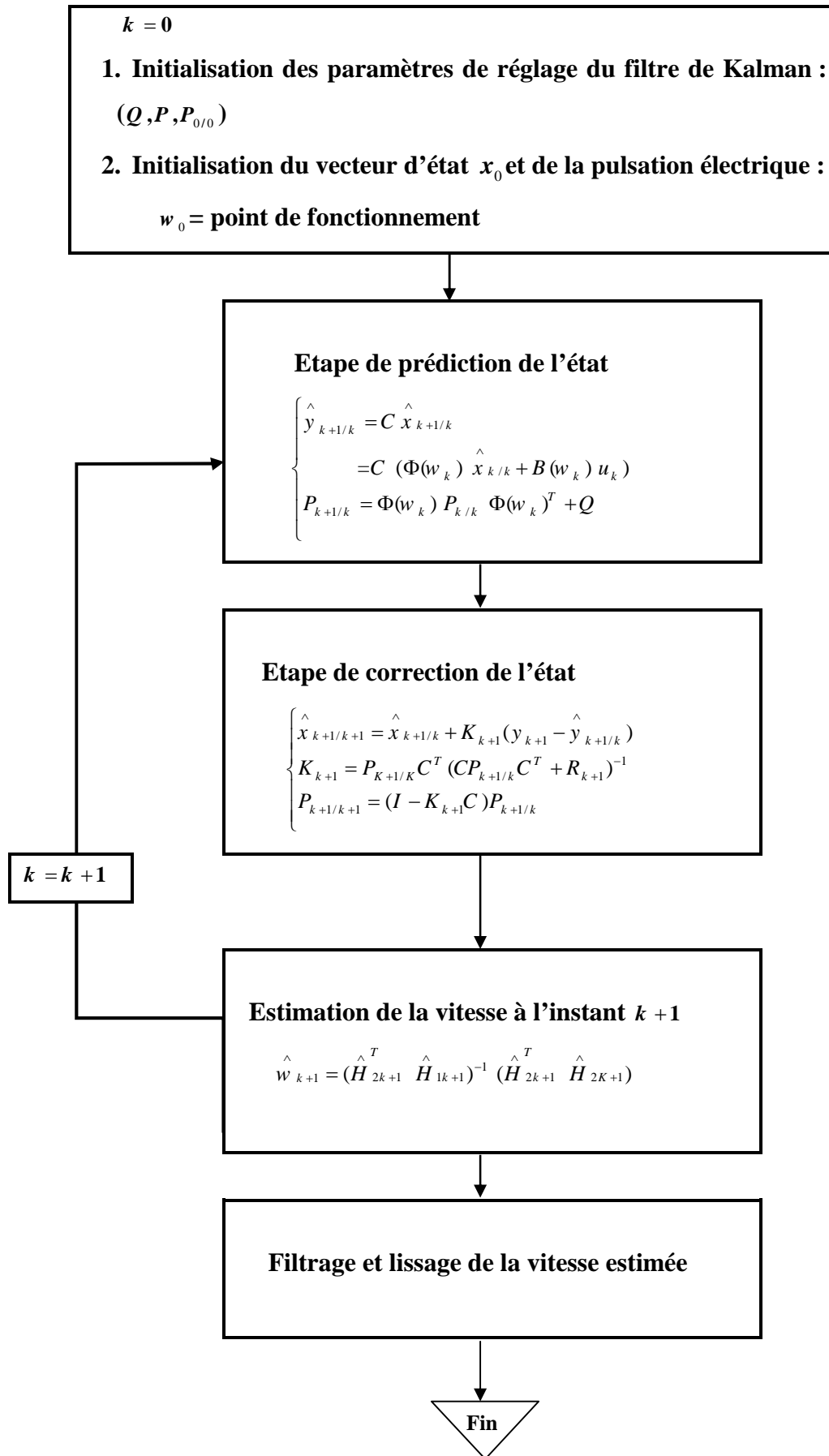


Figure ( V.1): Procédure de reconstruction de la vitesse de rotation.

#### V.4 choix du filtre :

Le choix du filtre est important dans la mesure où il conditionne l'allure de la vitesse ainsi que la présence des oscillations (bruit haute fréquence) engendrées par l'utilisation des signaux électriques de la machine.

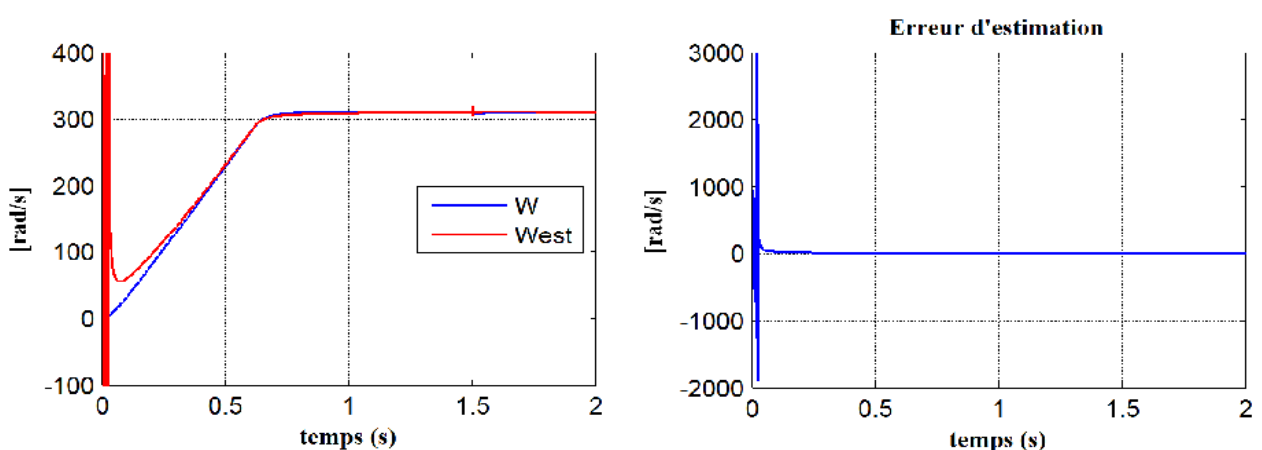
Dans notre travail, on utilise un filtre discret à premier ordre afin de réduire le taux d'ondulation de la vitesse.

#### V.5 Résultats de simulation et interprétations :

La machine dont les paramètres sont donnés en annexe démarre à vide puis subit un couple de charge en régime permanent ( $C_r = 6 \text{ N.m}$ ) à l'instant  $t = 1.5 \text{ s}$ .

Les résultats donnés par les Figure ( V.2) montrent que :

- L'oscillation de la vitesse estimée est élément marquant, en effet, il représente des pics, ce qui explique le bruit engendré par les grandeurs électriques estimés par le filtre de Kalman (vecteur d'état  $x$ ).
- La vitesse estimée tend vers la vitesse réelle.
- On remarque que les oscillations de la vitesse estimée sont éliminées après le filtrage avec le filtre passe-bas.
- L'erreur d'estimation est nulle en régime permanent.



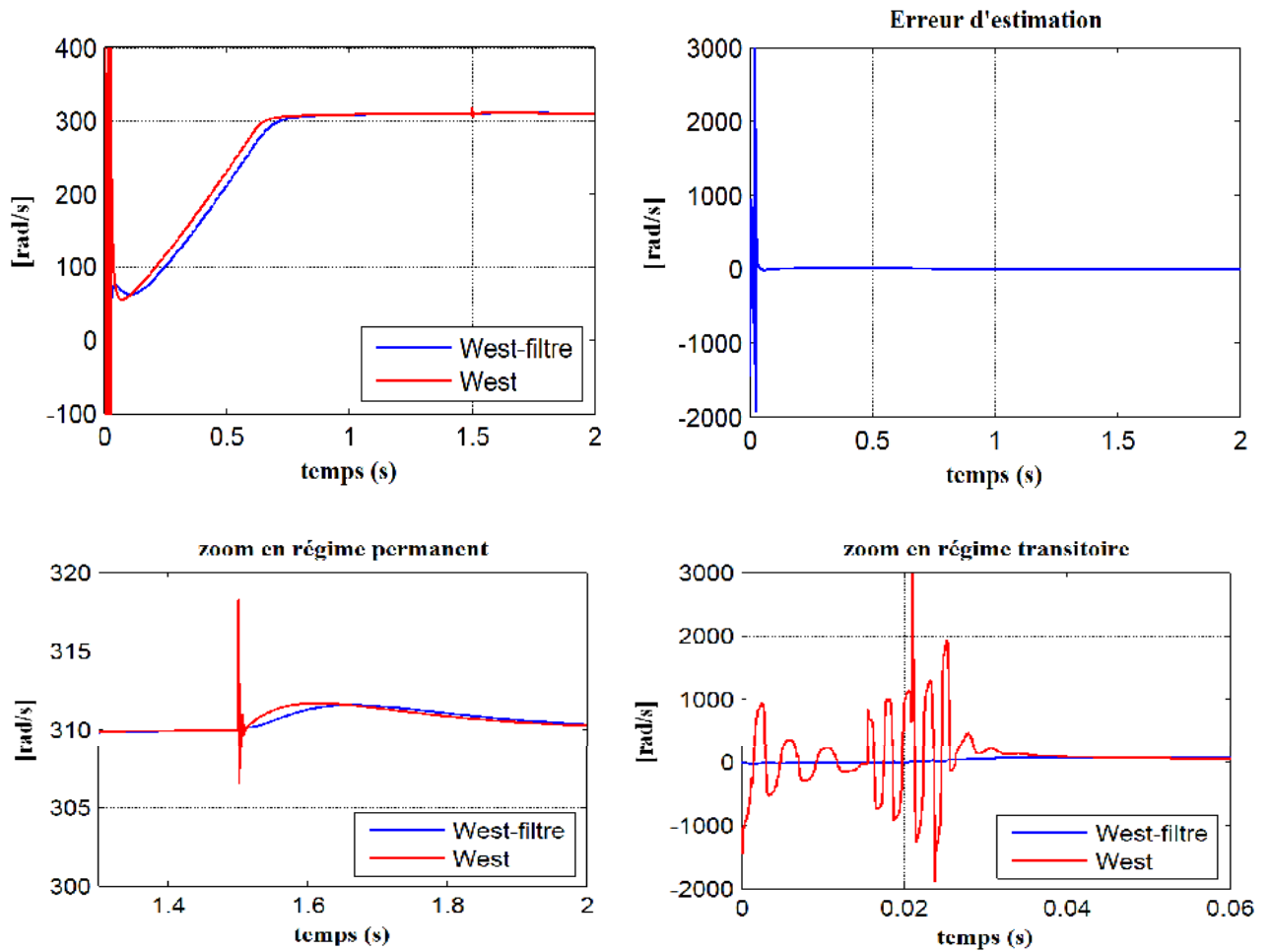
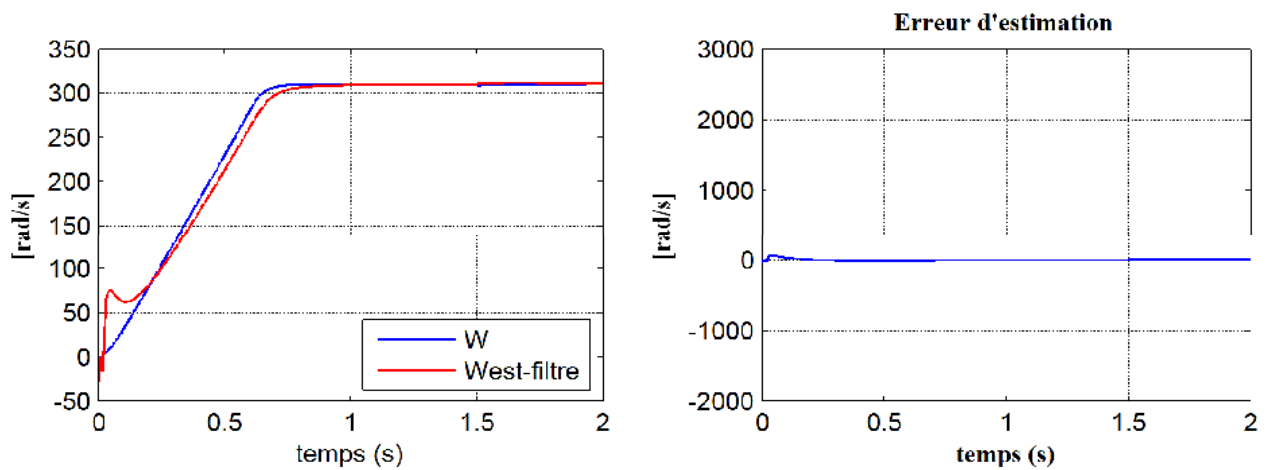


Figure ( V.2): Comparaison de la vitesse estimée et la vitesse réel.



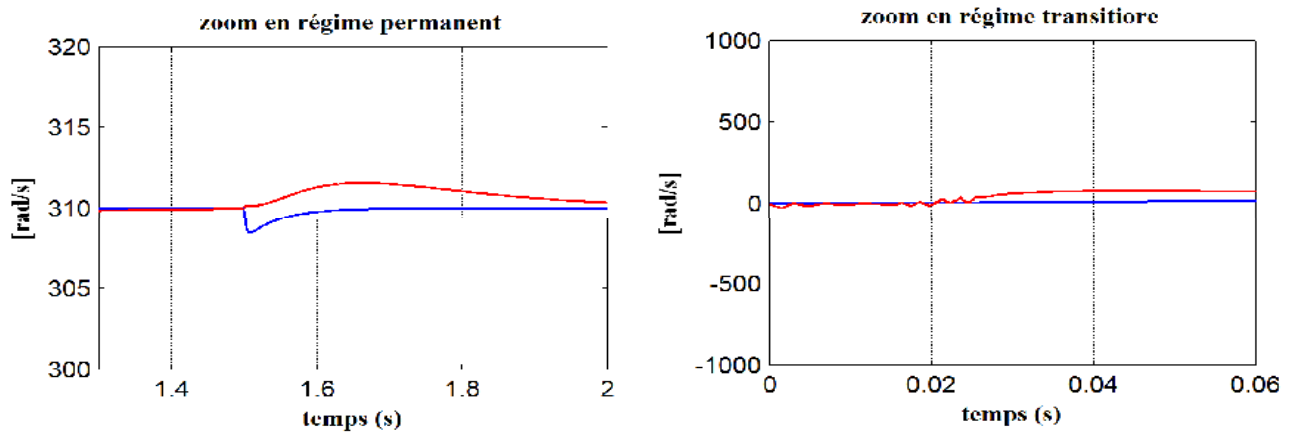


Figure ( V.3): Comparaison de la vitesse estimée après filtrage et la vitesse réel.

## V.6 Conclusion :

Dans ce chapitre nous définit le mécanisme de reconstruction de la vitesse de rotation de la machine asynchrone à cage, pour ce faire, nous avons utilisé les propriétés du filtre estimateur afin de définir un observateur d'état optimal avec le calcul de la vitesse devient possible par une méthode de Moindre carré.

L'avantage du filtre estimateur est d'avoir une grande robustesse dans les applications réels, que ce soit des bruits de mesure.

Les résultats de simulation peuvent être utilisés dans la commande vectorielle où l'estimation de la vitesse remplace le capteur de vitesse.

# Chapitre V

Commande vectorielle de la machine  
asynchrone triphasée

## V.1. Introduction :

L'utilisation des machines asynchrones dans la variation de la vitesse est très ancienne. Cependant elles ont été longtemps écartées sur le plan industriel au profit des machines à courant continu et des machines synchrones. Grâce à l'évolution des microprocesseurs la complexité de contrôle des machines à induction n'est plus un obstacle à son utilisation dans la variation de vitesse. Actuellement ce type de machines associé à des commandes complexes commence à être répandu sur le marché, vu leur robustesse et leur faible coût de fabrication. De plus la recherche sur la commande vectorielle, avec capteur et sans capteur.

Le modèle physique de la machine asynchrone est compliqué à cause du fort couplage entre ses armatures statorique et rotorique. Pour simplifier le modèle physique de cette machine, les chercheurs ont voulu transférer l'expérience du contrôle de la machine à courant continu vers cette machine.

La machine à courant continu a plusieurs avantages. Elle est facilement commandable, étant donné que le flux et le couple sont découplés :

- le flux est contrôlé par le courant de l'inducteur.
- le couple est contrôlé par le courant d'induit.

Mais elle a un point faible, c'est la présence du collecteur et des balais, ce qui limite sa puissance et sa vitesse. De plus le moteur à courant continu est interdit dans des ambiances difficiles.

La complexité du modèle de la machine asynchrone nécessite un traitement mathématique pour aboutir à un contrôle semblable à celui de la machine à courant continu. Un de ces traitements mathématiques est l'orientation du champ[20].

Dans le présent chapitre consacré à cette étude, nous traiterons la commande vectorielle directe (sans capteur de vitesse) à flux rotorique orienté, en utilisant un estimateur du flux rotorique.

## V.2 Etude de la commande vectorielle :

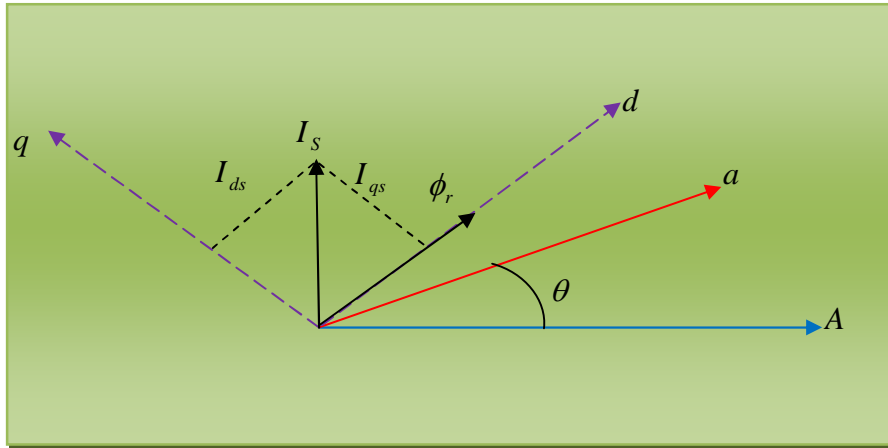
### V.2.1 Principe du contrôle vectoriel à flux orienté :

Nous avons vu que le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère  $dq$  comme un produit croisé de courants ou de flux. Si reprenons l'écriture :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (V.1)$$

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ( $\phi_{rq} i_{sd}$ ), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une MCC. Il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère  $dq$  de manière à annuler la

composante de flux en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de PARK de sorte que le flux rotorique soit entièrement porter sur l'axe direct (d) et donc d'avoir  $\phi_{rq} = 0$ . Ainsi  $\phi_r = \phi_{rd}$  uniquement (figure(V.1)) [26].



Figure(V.1) : l'orientation du flux rotorique suivant l'axe d.

Le couple s'écrit alors :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (V.2)$$

Il convient de régler le flux en agissant sur la composante  $i_{sd}$ .

On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une MCC. Une stratégie consiste à laisser la composante  $i_{sd}$  constante. C'est-à-dire de fixer sa référence de manière à imposer un flux nominale dans la machine.

Alors, imposer  $\phi_{rq} = 0$  est une relation qui transforme les équations de la machine dans le repère du PARK de telle sorte que le flux rotorique et l'axe  $d$  prennent la même orientation, ce qui peut expliquer l'appellation couramment usitée « à flux rotorique » pour ce type de commande.

Si  $\phi_{rq} = 0$ , les équations de la machine dans la base de PARK en régime non saturé se simplifient de manière suivante :

➤ les équations des tensions sont :

Statorique :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \end{cases} \quad (V.3)$$

Rotorique :

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\phi_r}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{rq} + \omega_r \phi_r \end{cases} \quad \text{car } \phi_{rq} = 0 \quad (\text{V.4})$$

➤ **Les équations magnétiques :**

Statorique :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_r \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_r \end{cases} \quad (\text{V.5})$$

Rotorique :

$$\begin{cases} \phi_r = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ 0 = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad \text{car } \phi_{rq} = 0 \quad (\text{V.6})$$

### V.3. Les estimateurs pour la commande :

#### V.3.1. Estimation de $\phi_r$ :

Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, elles, ne le sont pas, Il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques.

A partir de  $\phi_r = L_r i_{rd} + L_m i_{sd}$  et  $0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_r$ , on obtient

$$\phi_r = -\frac{L_r}{R_r} \frac{d}{dt} \phi_r + L_m i_{sd}$$

Soit  $\phi_r + \frac{L_r}{R_r} \frac{d}{dt} \phi_r = L_m i_{sd}$  qui peut être réécrit en utilisant la notion de Laplace :

$$\ll \mathbf{S} \gg = \frac{d}{dt}$$

$$\phi_r \left( 1 + \frac{L_r}{R_r} S \right) = L_m i_{sd} \quad \text{Ou encore en posant } \frac{L_r}{R_r} = T_r, \quad \phi_r (1 + T_r S) = L_m i_{sd}$$

$$\hat{\phi} = \frac{L_m}{1 + \frac{L_r}{R_r} S} i_{sd} \quad (\text{V.7})$$

Le flux  $\phi_r$  peut être estimé ( $\hat{\phi}$ ) à partir du courant  $i_{sd}$  grandeur statorique accessible à partir de la mesure des courants réels statorique sous réserve de la réalisation de la transformation de PARK[20].

$T_r$  Représente la constante de temps rotorique de la machine. Avec les valeurs numériques utilisées dans la modélisation. Pour faire varier le flux  $\phi_r$  de la machine, il faut faire varier  $i_{sd}$  mais cette variation prendra une durée non négligeable (quelques  $T_r$ ) du fait du premier ordre présent dans l'expression de  $\phi_r$ . On se souviendra qu'établir un flux suppose l'apport d'une énergie et que cela ne peut se faire de façon instantanée. On prendra donc le temps de laisser le flux s'installer dans la machine avant de faire varier  $i_{sq}$  :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (V.8)$$

#### IV.3.2. Estimation de $w_s$ et de $\theta_s$ :

L'estimation du flux sera réalisable sous réserve que l'on puisse faire la transformation de PARK, ce qui suppose la connaissance de l'angle  $\theta_s$ .

A partir de  $0 = R_r i_{rq} + w_r \phi_r$  et de  $0 = L_r i_{rq} + L_m i_{sq}$  on obtient

$$w_s = w + \frac{L_m}{\hat{\phi}_r} \frac{R_r}{L_r} i_{sq} \quad \text{et} \quad \theta_s = \int w_s dt \quad (V.9)$$

L'équation n'est pas exploitable telle quelle puisque  $\hat{\phi}_r$  est nul au démarrage du moteur. Nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation suivante :

$$w_s = w + \frac{M}{\hat{\phi}_r + \varepsilon} \frac{R_r}{L_r} i_{sq} \quad (V.10)$$

Avec :  $\varepsilon = 0.01$

#### V.3.3. Loi des mailles pour $v_{sd}$ et $v_{sq}$ [26] :

##### V.3.3.1. Loi des mailles pour $v_{sd}$ :

Reprenons la loi des mailles statorique :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - w_s \phi_{sq} \quad (\text{V.11})$$

Nous allons exprimer cette tension en fonction des deux grandeurs utiles à la maîtrise du couple :  $\phi_r$  et  $i_{sq}$ .

$$i_{sd} = \frac{(1 + T_r S)}{L_m} \phi_r \quad \text{et} \quad \phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (\text{V.12})$$

$$\text{A partir de } \phi_r = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (\text{V.13})$$

$$\text{on tire } i_{rd} = \frac{1}{L_r} (\phi_r - L_m i_{sd}) \quad (\text{V.14})$$

$$\text{Soit } \phi_{sd} = L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} (\phi_r - L_m i_{sd}) = \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \phi_r \quad (\text{V.15})$$

$$\phi_{sd} = L_s \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \right) i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \phi_r \quad (\text{V.16})$$

$$\phi_{sd} = L_s \sigma i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \phi_r \quad (\text{V.17})$$

Où  $\sigma$  est le coefficient de dispersion de **BLONDEL**.

De la même façon, il faut exprimer  $\phi_{sq}$

$$\phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (\text{V.18})$$

$$\phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} = 0 \quad (\text{V.19})$$

Avec l'orientation du flux ce qui donne  $i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sq}$

$$\phi_{sq} = L_s i_{sq} - \frac{L_m^2}{L_r} i_{sq} = \sigma L_s i_{sq} \quad (\text{V.20})$$

Il est donc possible maintenant d'écrire :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \left( L_s \sigma i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \phi_r \right) - w_s \sigma L_s i_{sq} \quad (\text{V.21})$$

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \phi_r - w_s \sigma L_s i_{sq} \quad (\text{V.22})$$

A partir de l'équation (V.4) et (V.6) on obtient :

$$\frac{d}{dt}\phi_r = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_r \quad (\text{V.23})$$

On remplace dans l'expression de  $v_{sd}$

$$v_{sd} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} + \sigma L_s s \right) i_{sd} - \frac{R_r L_m}{L_r^2} \phi_r - w_s \sigma L_s i_{sq} \quad (\text{V.24})$$

### V.3.3.2. Loi des mailles pour $v_{sq}$ :

Reprenons la loi des mailles statorique :

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + w_s \phi_{sd} \quad (\text{V.25})$$

A partir de (V.12) on obtient :

$$\frac{d}{dt} \phi_{sq} = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} \quad (\text{V.26})$$

On remplace cette dernière expression et l'équation (V.17) dans l'expression de  $v_{sq}$ , on obtient :

$$v_{sq} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} + \sigma L_s s \right) i_{sq} + w_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} w_s \phi_r \quad (\text{V.27})$$

L'expression des équations (V.24) et (V.27) peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser cette commande, mais elle ont un gros inconvénient :

$v_{sd}$  et  $v_{sq}$ , influent à la fois sur  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage. Nous utilisons dans notre travail de découplage par compensation.

## V.4 Principe de découplage par compensation [20] :

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  tel que  $v_{sq}$ , n'agit que sur  $i_{sq}$ .

Nous définissons les deux nouvelles variables de commande  $v_{sd1}$  et  $v_{sq1}$  comme suit :

$$\begin{cases} v_{sd} = v_{sd1} - e_{sd} \\ v_{sq} = v_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (\text{V.28})$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{R_r L_m}{L_r^2} \phi_r \\ e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \dot{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{V.29})$$

On a donc un nouveau système :

$$\begin{cases} v_{sd1} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} + \sigma L_s s \right) i_{sd} \\ v_{sq1} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} + \sigma L_s s \right) i_{sq} \end{cases} \quad (\text{V.30})$$

## V.5 Différents types de la commande vectorielle :

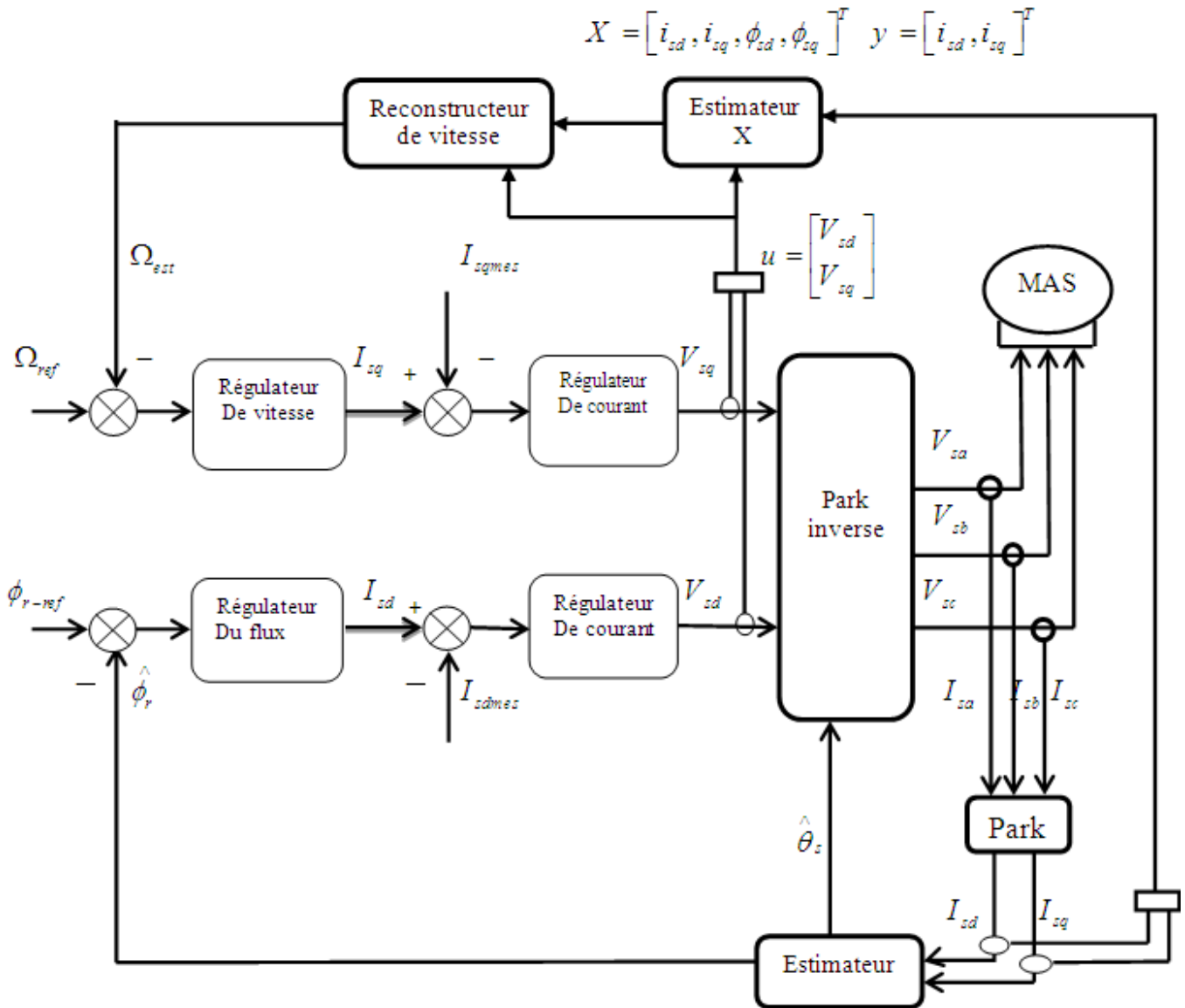
### V.5.1 Commande vectorielle indirecte :

Dans ce type de commande, le flux n'est pas régulé, les capteurs de flux, les estimateurs et les observateurs ne sont pas nécessaires. Nous n'avons donc pas de connaissance du module et de la phase du flux rotorique, ceci exige une mesure de la position rotorique. Cette commande est plus simple mais évidemment a des performances plus faibles par rapport à la commande directe, ceci est dû à la sensibilité de ce type de commande face aux variations de la constante de temps rotorique [24].

### V.5.2 Commande vectorielle directe :

Ce type de commande exige la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique dans notre cas) à tout instant. Une première méthode consiste à mesurer le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibration, etc.) de plus la mesure est entachée de bruits de la vitesse causés par les encoches, ce qui nécessite du filtrage à fréquence variable. Cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple) par contre l'installation de capteurs du flux augmente le coût de fabrication. Pour cette raison une deuxième méthode est celle de l'estimation (boucle ouverte) ou observation (boucle fermée) du flux à partir de mesures classiques (courant, tensions, vitesse), (voir figure(V.2)).

Dans notre travail, la commande vectorielle directe (sans capteur de vitesse) sera traitée.



Figure(V.2) : Représentation de la commande vectorielle directe sans capteur de vitesse.

## V.6 Synthèse des régulateurs :

### V.6.1 Régulateurs des courants :

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consignes, des régulateurs de courant sur les tensions de commande sont indispensables (si nous considérons une alimentation en tension, comme nous sommes en train de le faire). Le régulateur que nous utilisons est du type proportionnel-intégral (PI), et son dimensionnement sera basé simplement sur l'annulation des pôles dominants et zéro du système.

**V.6.1.1 Régulateur du courant  $i_d$  (flux) :**

Le régulateur du courant  $i_d$  fournit la tension de référence  $v_d$ . La fonction de transfert de ce régulateur est :

$$C_d(s) = k_d \frac{1 + t_d s}{t_d s} \quad (\text{V.31})$$

$C_d(s)$  est adapté de manière à compenser la constante de temps du processus à réguler  $F_d$ .

$$\text{Si on pose : } t_d = \frac{\sigma l_s}{\gamma} = 0.0056$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$C_d F_d = \frac{k_d}{s} \quad (\text{V.32})$$

Le retour étant unitaire, la fonction de transfert du circuit de réglage du courant en boucle fermée qui en résulte est :

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{1}{1 + \tau_d s} \quad \text{Avec : } \tau_d = \frac{1}{k_d}$$

$$\text{En imposant } \tau_d = 0.01 \text{ [s] , on aura } k_d = \frac{1}{\tau_d} = 100.$$

Ce qui donne :

$$C_d(s) = 100 \frac{1 + 0.0056 s}{0.0056 s} \quad (\text{V.34})$$

**V.6.1.2. Régulateur du courant  $i_q$  (couple) :**

Le régulateur du courant  $i_q$  fournit la tension de référence  $v_q$ . La fonction de transfert de ce régulateur est :

$$C_q(s) = k_q \frac{1 + t_q s}{t_q s} \quad (\text{V.35})$$

$C_q(s)$  Est adapté de manière à compenser la constante de temps du processus à réguler  $F_q$ .

$$\text{Si on pose : } t_q = \frac{\sigma l_s}{\gamma} = 0.0056$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$C_q F_q = \frac{k_q}{s} \quad (\text{V.36})$$

Le retour étant unitaire, la fonction de transfert du circuit de réglage du courant en boucle fermée qui en résulte est :

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{1}{1 + \tau_q s} \quad \text{Avec : } \tau_q = \frac{1}{k_q}$$

En imposant  $\tau_q = 0.01$  [s] , on aura  $k_q = \frac{1}{\tau_q} = 100$ .

Ce qui donne :

$$C_q(s) = 100 \frac{1 + 0.0056 s}{0.0056 s} \quad (\text{V.37})$$

### V.6.2 Régulateur du flux :

Le régulateur de flux fournit la valeur de référence du courant  $i_d$ , la fonction de transfert qui relie la sortie du flux avec sa référence en boucle ouvert est donnée par :

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{l_m}{1 + T_r s} \frac{1}{1 + \tau_d s} \quad (\text{V.38})$$

Le régulateur du flux est de type **PI** et a pour fonction de transfert :

$$C_\phi(s) = k_\phi \frac{1 + t_\phi s}{t_\phi s} \quad (\text{V.39})$$

$C_\phi(s)$  Est adapté de manière à compenser la constante de temps du processus  $F_\phi$ .

Si on pose  $t_\phi = T_r = 0.0114$

La fonction de transfert en boucle ouverte qui en résulte est la suivant :

$$C_\phi F_\phi = \frac{L_m k_\phi}{(1 + \tau_d s) t_\phi s} \quad (\text{V.40})$$

Le retour étant unitaire, la fonction de transfert du circuit de réglage du courant en boucle fermée est alors :

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{\frac{L_m k_\phi}{(1 + \tau_d s) T_r s}}{1 + \frac{L_m k_\phi}{(1 + \tau_d s) T_r s}} = \frac{1}{1 + \frac{T_r}{L_m k_\phi} s + \frac{\tau_d T_r}{L_m k_\phi} s^2} = \frac{1}{1 + 2 \zeta \tau_\phi s + \tau_\phi^2 s^2} \quad (\text{V.42})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} 2\xi\tau_\phi = \frac{T_r}{L_m k_\phi} \\ \tau_\phi^2 = \frac{\tau_d T_r}{L_m k_\phi} \end{cases}$$

$$\tau_\phi = \sqrt{\frac{\tau_d T_r}{L_m k_\phi}} \quad ; \quad \xi = \frac{T_r}{2 \tau_\phi L_m k_\phi} \quad ; \quad k_\phi = \frac{T_r}{4 \xi^2 L_m \tau_d}$$

Pour un amortissement optimal on prend :  $\xi = 0.7$

D'où :  $k_\phi \cong 13$

Ce qui donne :

$$C_\phi(s) = 13 \frac{1+0.0114 s}{0.0114 s} \quad (\text{V.43})$$

#### IV.6.3 Régulateur de la vitesse :

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu, ce qui facilite la synthèse du contrôle de la vitesse.

Pour rendre encore plus facile cette synthèse on néglige le coefficient de frottement, donc le processus à commander se définit à partir de l'équation mécanique suivant :

$$\Omega(s) = \frac{1}{J s} (C_e(s) - C_s(s)) \quad (\text{V.44})$$

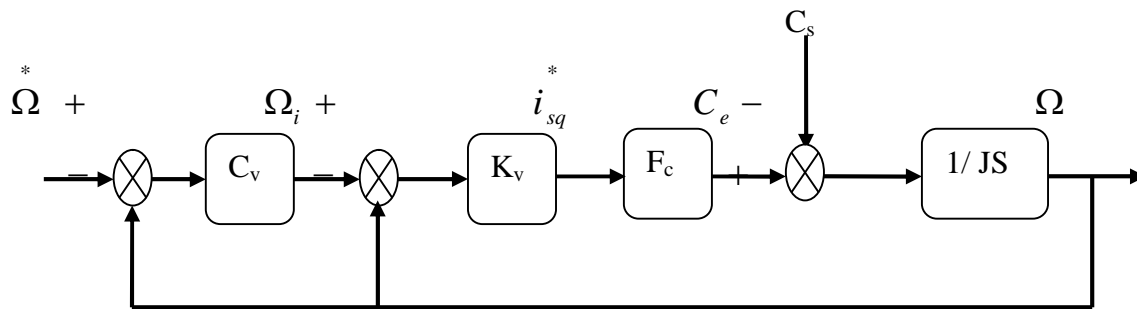
Avec :

$$C_e(s) = p \frac{L_m}{L_r} \phi_r^* i_{sq}^* = p \frac{L_m}{L_r} \phi_r^* \frac{1}{1 + \tau_q s} i_{sq}^* \quad (\text{V.45})$$

Soit :  $C_e(s) = F_c(s) i_{sq}^*$  avec :  $F_c(s) = \frac{2}{1 + 0.01s}$ , à la valeur nominale du flux .

A partir de l'équation on déduit le schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse illustré dans la Figure(V.3).

L'analyse de l'équation mécanique montre que pour obtenir de bonnes performances (erreur statique nulle), la réponse en régulation (réponse à une perturbation de charge) doit être nulle.



Figure(V.3) : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse.

avec  $k_v = 0.7$

Le zéro apporté par le régulateur proportionnel et intégral de la boucle externe compense l'un des pôles doubles et en choisissant un amortissement optimal, on a :

$$C_v(s) = 13 \frac{1 + 0.01s}{s} \quad (\text{V.46})$$

## V.7 Résultats de simulation et interprétations :

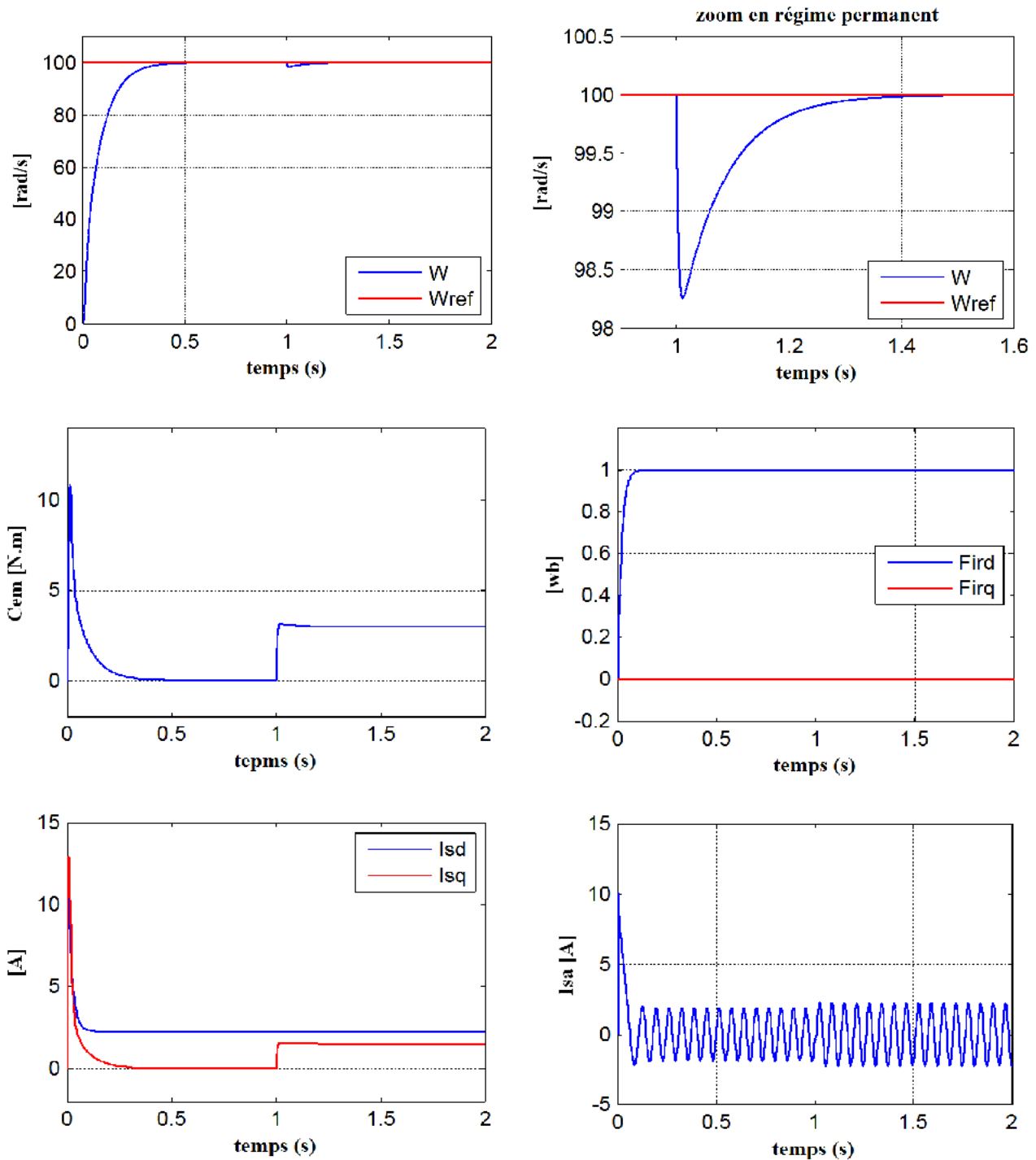
Les simulations présentées dans cette section supposent que la MAS est alimenté par un système de tensions triphasées sinusoïdales réglables (cas idéal). La machine est pilotée par une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse.

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide suivi d'une perturbation de charge,
- Inversion du sens de rotation,

### V.7.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction d'une perturbation :

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/s), puis la réponse à un échelon de couple nominal ( $C_r = 3N.m$ ) appliqué à l'instant  $t = 1s$ . Les résultats de simulation sont représentés par la figure (V.4).



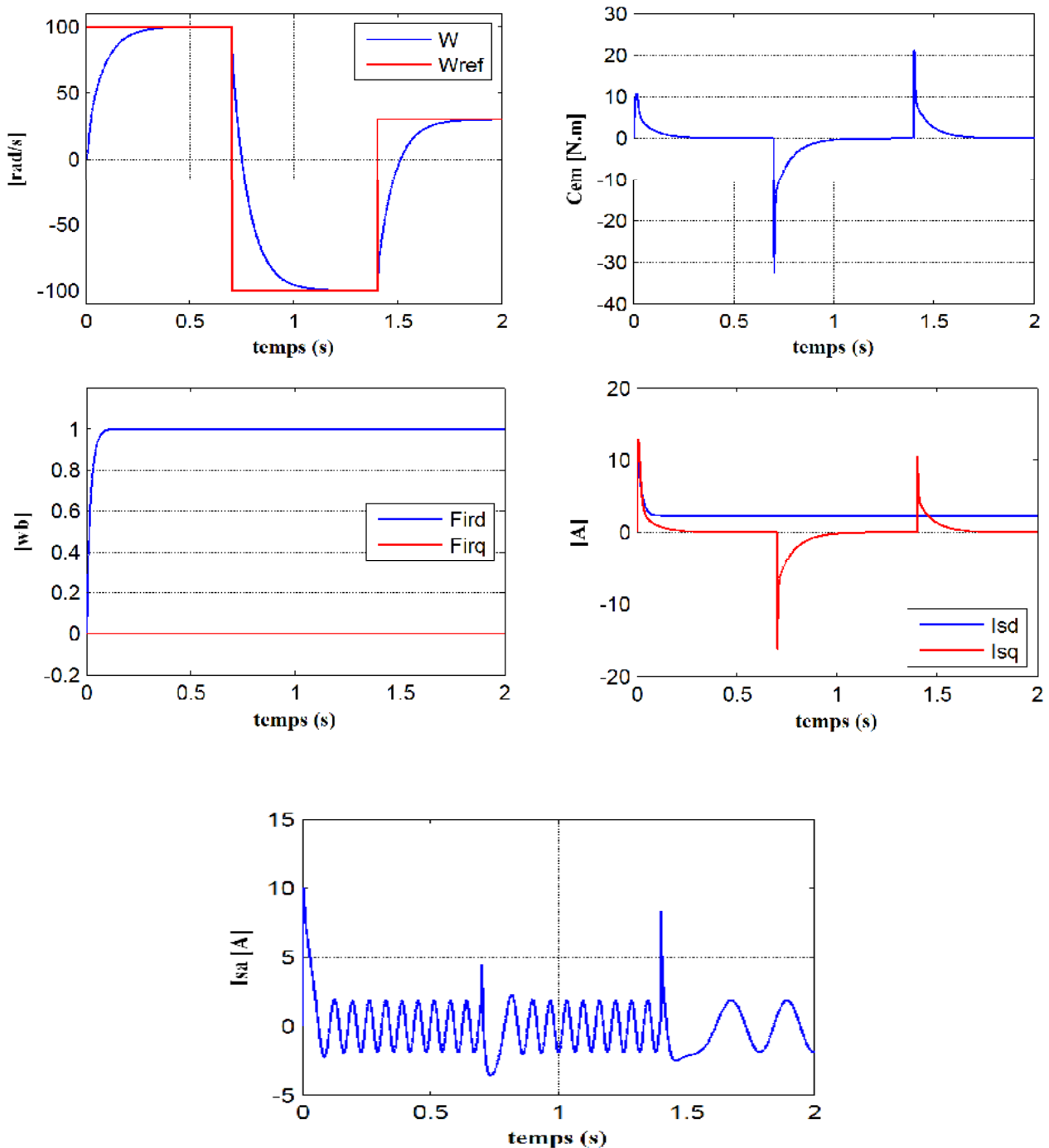
*Figure (V.4): Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une application d'une perturbation de charge à  $t=1$ s.*

Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique traduit par la réponse des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  du courant statorique. Lors de l'échelon de

charge, le couple suit parfaitement la référence avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence (rejet de perturbation rapide).

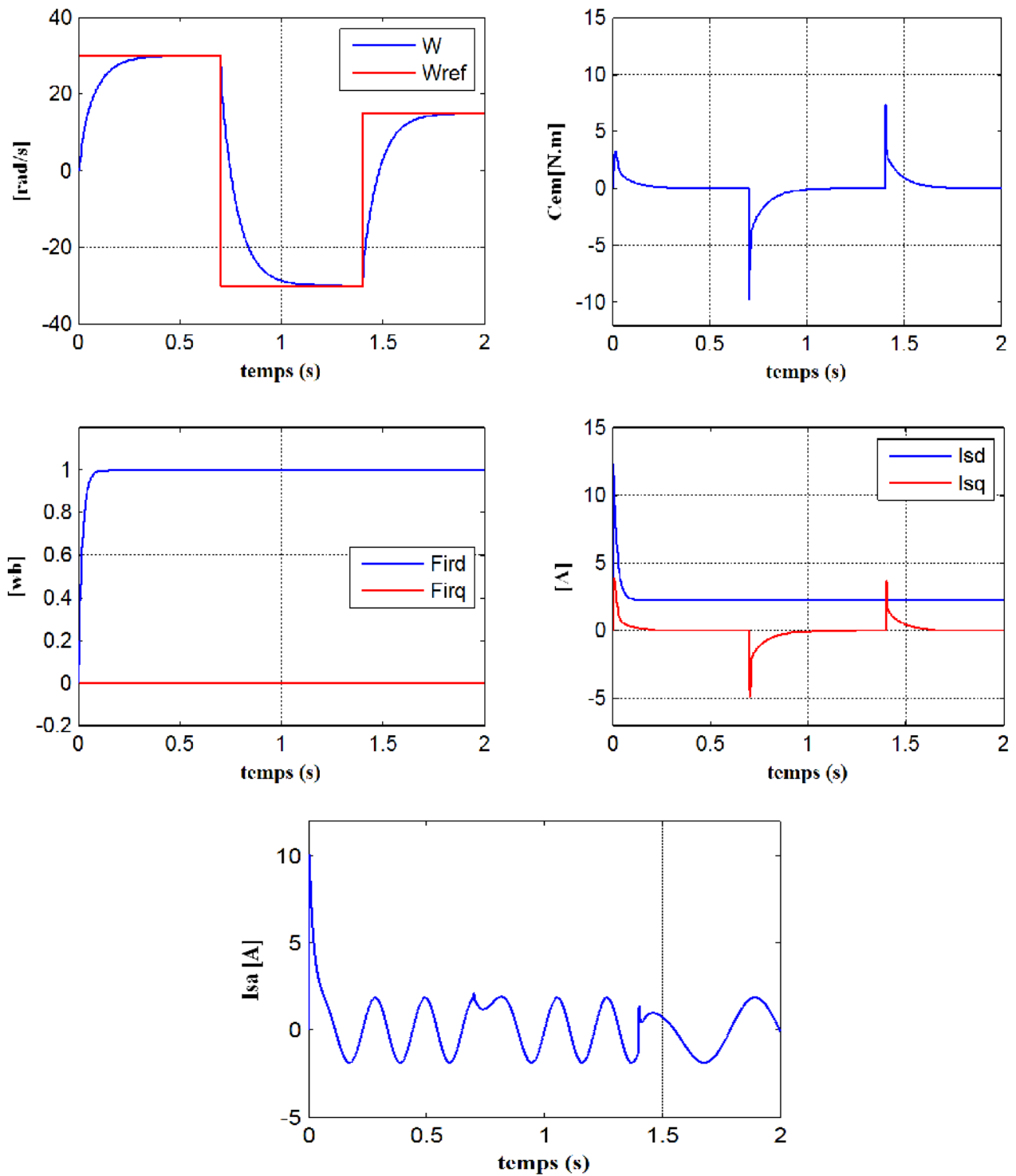
#### IV.7.2. Réponse à une inversion de vitesse :

Nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de +100 à -100 rad/s, à partir de l'instant  $t = 0.7$  s, et un deuxième inversion à une vitesse de +30 rad/s à l'instant  $t=1.4$  s.



Figure(V.5) : Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation.

Maintenant en simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de +30 à -30 rad/s, à partir de l'instant  $t = 0.7$  s, et un deuxième inversion à une vitesse de +15 rad/s à l'instant  $t=1.4$  s.



Figure(V.6) : Tracé des signaux du système lors du fonctionnement a basse vitesse.

Nous remarquons dans les figures (V.5) et (V.6), la vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux. Ce qui montre par la suite que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureuse. Lors du démarrage, nous constatons aussi un dépassement du couple du à l'initialisation du flux

## **V.8 Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons étudié la technique de la commande vectorielle directe sans capteur de vitesse ayant pour principe le découplage entre le couple et le flux. Nous avons ensuite proposé une simulation de cette commande en utilisant des régulateurs conventionnels et en supposant une source de tension parfaite.

Les résultats de simulation montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, l'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateurs proportionnels intégrateurs donne de bonnes performances malgré la perturbation due à l'augmentation du couple de charge.

## CONCLUSION GENERALE

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, a permis de développer une structure de commande sans capteur de vitesse par un contrôle vectorielle directe de la machine asynchrone munie d'un observateur. Peu sensible aux variations des paramètres de la machine asynchrone et nécessitant pas de capteurs mécaniques qui sont fragiles, ou coûteux.

La commande vectorielle par orientation du flux est un outil de contrôle fort intéressant permettant de traiter la machine asynchrone de façon semblable à celle à courant continu.

La méthode de contrôle directe permet d'obtenir une commande du flux et du couple découplées comme une machine à courant continu à excitation séparée. Ce découplage permet d'obtenir de très bonnes réponses de l'entraînement en régime dynamique. Néanmoins, cette méthode a été très sensible aux variations des paramètres de la machine.

L'étude des comportements dynamiques et statiques de la machine asynchrone exige une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Cette étude a été faite dans le deuxième chapitre, et on ne peut pas parler de la commande de la machine asynchrone sans citer le convertisseur associé. Pour cette raison, on a abordé la modélisation de l'alimentation et de l'association convertisseur machine, les résultats de simulation montrée le fort couplage entre les variables internes de la machine asynchrone (flux et couple).

Dans le quatrième chapitre on propose une technique de reconstruction de la vitesse de rotation dans le but de réduire le coût de la surveillance de la machine. L'identification des modèles proposés nécessite en effet la connaissance de la vitesse de rotation, or celle-ci est moins en moins utilisée avec l'apparition des commandes sans capteur de position. donc penchés sur l'élimination du capteur mécanique en développant une technique d'estimation de la vitesse basée sur le filtre de Kalman et la méthode d'inverse généralisé qui ne nécessite pas la connaissance des paramètres mécanique pour la détermination de vitesse. On se propose cette technique à partir uniquement de la mesure des grandeurs électriques (tension et courants) de la machine asynchrone.

Les résultats des simulations de la commande vectorielle directe sans capteur de vitesse dans le cinquième chapitre permettent de montrer que la commande sans capteur de vitesse donne des résultats plus performants.

# Annexe

## Paramètres de la machine asynchrone employée

Tension nominale	$220 / 380 V$
Courant nominal	$6.4 / 3.7 A$
Vitesse nominale	$N = 1420 \text{ tr} / \text{min}$
Puissance nominale	$1.5 \text{ kW}$
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Résistance statorique par phase	$R_s = 4.85$
Résistance rotorique par phase	$R_r = 3.805$
Inductance cyclique du stator	$L_s = 0.274 H$
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 0.274 H$
Inductance mutuelle cyclique	$M = 0.258 H$
Moment d'inertie de la partie tournante	$J = 0.031 \text{ Kg}m^2$
Frottement visqueux	$f=0 \text{ Nms/rad.}$

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] **AP0801701**  
"Constant V/f Control of Induction Motors Using Space Vector Modulation" Infineon Technologies AG 2006. [www.infineon.com](http://www.infineon.com)
- [2] **G. Grellet, G. Clerc**  
"Actionneurs Electrique Principes-Modèles-Commande", Edit. Eyrolles 97. ISBN 2-212-09352-7.
- [3] **Chady El Moucary, Eduardo Mendes, and Adel Razeq,**  
"Decoupled direct control for pwm inverter-fed induction motor drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No. 5, September/October 2002
- [4] **Rong-Jong Wai , Jeng-Dao Lee and Kuo-Min Lin,**  
"Robust decoupled control of direct field- oriented induction motor drive industrial electronics", *IEEE Transactions on Vol.52, Issue 3*, pp. 837 – 854. June 2005
- [5] **Thierry Lubin,**  
"Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable Prise en compte de la saturation magnétique", *Thèse de Doctorat Université Nancy, 2003*
- [6] **Stephan Beineke Harald Wertz,**  
"Design of extended Kalman filters for high performance position control of electrical drives", *Proceedings of the 1999 IEEWASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics September 19-23, 1999 Atlanta, USA*
- [7] **R. Magureanu, C. Ilas, V. Bostan, M.Cuibus, V. Radut,**  
"Luenberger, Kalman, neural observers and fuzzy controllers for speed induction motor", *Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International Vol.3, Issue*, pp.1256 – 1261. 2000
- [8] **Malek Ghanes,**  
"Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique", *Thèse de Doctorat, l'Université de Nantes, 03 Novembre 2005, France*
- [9] **Isao. Takahashi, Toshihiko. Noguchi,**  
"Take a look back upon the past decade of direct torque control", *IECON. 23<sup>rd</sup> International Conference on Vol.2, Issue*, pp.546 – 551, Nov 1997.
- [10] **Chady El Moucary, Eduardo Mendes, and Adel Razeq,**  
"Decoupled direct control for pwm inverter-fed induction motor drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No. 5, September/October 2002
- [11] **Olivier Pages,**  
" Etude et comparaison de différentes structures de commande multi- contrôleurs application a un axe robotise", *L'Ecole Supérieure d'Ingénieurs d'Annecy, Université de Savoie, Juillet 2001*
- [12] **Landau. I.D. Et Dugard. L,**  
"Commande adaptative aspects pratiques et théoriques", *Edition Masson, Parie, 1996.*

- [13] **MEZIANE Salima**,  
" *Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone*" *thèse doctorat, UNIVERSITÉ MENTOURI CONSTANTINE Juillet 2009*.
- [14] **G. Ramond**,  
" *Contribution à la Commande Prédictive Généralisée Adaptative Directe et Application*", *Université Paris XI U.F.R. Scientifique D'Orsay, thèse doctorat Sept 2001*.
- [15] **Sastry, S.S. and M. Bodson.**,  
" *Adaptive Control: Stability, Convergence and Robustness*", *Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1989*.
- [16] **R. Marino, S. Peresada and P. Tomei** ,  
" *Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance* ", *Proceedings of The 35<sup>th</sup> Conference on Decision and Control Kobe, Japan December 1996*.
- [17] **Wang Yaonan, Lu Jiantao, Huang Shoudao and Qiu sihai**,  
" *Speed sensorless vector control of induction motor based on the MRAS theory*", *Power Electronics and Motion Control Conference, The 4<sup>th</sup> International Vol. 2, Issue , 14-16, pp. 645 – 648, Aug. 2004*
- [18] **BAKHOUCHE Lemnouer**,  
" *Commande par linéarisation entrée-sorties du couple et du flux de la machine asynchrone*" *thème de magistère , Université F-ABBAS SETIFE 2009*.
- [19] **J-P. Caron, J-P.Hautrier**,  
" *Modélisation et commande de la machine asynchrone* " *Edition TECHNIP, PARIS 1995*.
- [20] **G.Grellet, G.Clerc**  
" *Actionneurs Electriques, principe, modèles, commande.* " *collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 2000*.
- [21] **B.Mokhtari**,  
" *Implantation de la DTFC par des techniques de l'intelligence artificielle Neuron-Flou : Application à la machine asynchrone alimentée par des onduleurs de tension à deux et à trois niveaux* ", *Thèse de magistère, Batna 24-11-2004*.
- [22] **T. Hanane**,  
" *Robustesse de commande vectorielle de structure minimale d'une machine* " *Thèse de magistère, Batna 2006*.
- [23] **F.morad** ,  
" *Technique d'observation Sans Capteur de vitesse on Vue de la commande des Machine asynchrones*" *Thèse de doctorat, Ecole doctoral électronique, électrotechnique Automatique de Lyon 2005*.

- [24] **F.Morand,**  
*" Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. " , Thèse de doctorat École doctorale de Lyon, 07 janvier 2005.*
- [25] **ZAKKOUR Abdehamid,**  
*" Contrôle direct de couple du moteur a induction sans capteur de vitesse associe a un observateur adaptatif ", Thèse de Magister, Université de BATNA, 2010.*
- [26] **Abdelali Boughaba,**  
Contribution a l'étude du contrôle d'une machine a induction; analyse d'algorithme de la commande vectorielle, **Thèse de Magister, Université de BATNA, Mai 1998.**

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DE DIPÔLME  
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE  
SPECIALITE : AUTOMATIQUE**

**PROPOSE ET DIRIGE PAR : - Mr. BERRABAH Fouad**

**PRESENTE PAR : - CHEBLI Salah**

**Thème :**

**Modélisation et optimisation des performances de  
la commande d'un moteur asynchrone**

**Résumé :**

L'étude présentée dans ce mémoire consiste à modélisation et optimisation des performances de la commande d'un moteur asynchrone par l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique .

Notre objectif principal, est de produire une commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse car elle présente beaucoup d'avantages; prévoit la diminution de bruit, présente une augmentation de fiabilité et rend le matériel moins coûteux. Pour cela nous avons utilisé un filtre d'estimateur (filtre de Kalman) et par l'observateur du flux rotorique. L'étude de cette méthode se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de la méthode d'estimation de vitesse lors des variations de la vitesse, du couple

**Mots clés :**

Machine asynchrone, Orientation du flux rotorique, Commande sans capteur de vitesse, Filtre estimateur.

**N° d'ordre : 06**