

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

N° d'ordre : CE-07



DOMAINE : SCIENCES DE TECHNOLOGIE

EFILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

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

**Par : KABAHOUM Sabir ET MADANI Asma**

**Intitulé**

**Commande linéaire quadratique gaussienne d'un  
moteur asynchrone à cage d'écureuil**

**Soutenu devant le jury compose de :**

BRKAT Said	Université de M'sila	Président
OUBABAS Hocine	Université de M'sila	Rapporteur
ZORIG Assam	Université de M'sila	Examineur
CHEKROUN Salim	Université de M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2017/2018**



# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail :*

*À mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.*

*À mes frères.*

*À mes sœurs.*

*À mes chers amis.*

*À tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin pour être un jour un Master.*

*À tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, même qu'il soit un mot d'encouragement et de gentillesse.*

*KABAHOUM Sabir*

## REMERCIEMENTS

*Je tiens à remercier tout premièrement Dieu le tout puissant, qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse continuer ce travail.*

*J'exprime mes vifs remerciements à notre encadreur Mr. OUBABAS Hocine pour avoir proposé et dirigé ce travail.*

*Je remercie vivement les membres du jury qui ont accepté d'évaluer ce travail.*

*Je remercie aussi tous les enseignants et les responsables du département de génie électrique pour leur aides et leur encouragements.*

*Enfin, Je voudrais associer à mes remerciements toutes les personnes qui ont contribués de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.*

# Liste des figures

---

---

# Liste des figures

<b>Figure (I-1)</b> : moteur asynchrone à cage.....	04
<b>Figure (I-2)</b> : Modèle d'une machine asynchrone triphasée .....	05
<b>Figure (I-3)</b> : référentiel tournant d'axes ( d– q) .....	08
<b>Figure (I-4)</b> : schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension .....	11
<b>Figure (I-5)</b> : schéma de simulation de la MAS alimentée par un réseau triphasé .....	12
<b>Figure (I-6)</b> : : Simulation de la MAS alimentée en tension alternative.....	13
<b>Figure (I-7)</b> : Simulation de la MAS en présence d'une charge ( $C_r = 5\text{N.m}$ , à $t = 1\text{s}$ .)	14

## ***CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE***

<b>Figure (II-1)</b> : Référentiel lié au flux rotorique .....	16
<b>Figure (II-2)</b> : Principe de commande découplée pour la MCC. et la M.AS .....	17
<b>Figure (II-3)</b> :Modèle de la machine .....	21
<b>Figure (II-4)</b> :Découplage par addition des termes de compensation .....	22
<b>Figure (II-5)</b> : Commande découplée .....	23
<b>Figure (II-6)</b> : Représentation de la commande par PI .....	23
<b>Figure (II-7)</b> : Boucle de régulation du courant ids .....	24
<b>Figure. (II-8)</b> : Régulation du flux rotorique en boucle fermée.....	25
<b>Figure (II-9)</b> : boucle de régulation PI de la vitesse .....	26
<b>Figure (II-10)</b> :schéma de simulation de la MAS avec régulateur PI .....	28
<b>Figure (II-11) : a)</b> :Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS alimentée en tension lors du démarrage à vide puis en charge .....	29
<b>Figure (II.12) : b)</b> :Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS après la variation de vitesse de référence avec l'application de la charge.....	29

<b>Figure (II-13) : c) :</b> Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS après la variation de vitesse de référence avec l'application de la charge et un bruit mesure.....	30
<b>Figure (II-14) :d) :</b> Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS après la variation de vitesse de référence avec l'application de la charge, un bruit mesure et bruit d'état.....	31

***CHAPITRE III: COMMANDE LINEAIRE QUADRATIQUE  
GAUSSIENNE***

<b>Figure (III-1):</b> principe d'une commande par retour d'êta.....	33
<b>Figure (III-2) :</b> La structure du contrôleur LQG.....	39
<b>Figure (III -3):</b> Schéma détaillé de la boucle de régulation LQG du courant ids.....	42
<b>Figure (III -4):</b> Schéma détaillé de la boucle de régulation LQG du flux.....	43
<b>Figure (III -5):</b> Schéma détaillé de la boucle de régulation LQG de la vitesse.....	43
<b>Figure (III-6) :</b> Schéma de simulation de la MAS avec régulateur LQG.....	44
<b>Figure (III-7) : a)</b> Résultats de simulation de LQG appliquée à la MAS avec variation de vitesse de référence et application de la charge à l'instant 8s.....	45
<b>Figure (III-8) :b)</b> Résultats de simulation de LQG appliquée à la MAS après avec variation de vitesse de référence et application de la charge en présence de bruit mesure.....	45
.	
<b>Figure (III-9) : c)</b> Résultats de simulation de LQG appliquée à la MAS avec variation de vitesse de référence avec et application de la charge en présence de bruit mesure et du bruit d'état.....	46

# Notations et symboles

---

---

## NOTATIONS ET SYMBOLES

### *Acronymes*

MAS	Machine Asynchrone.
MCC	Machine à Courant Continue.
DFOC	Direct Field Oriented Control.
PI	Correcteur Proportionnel-Intégral.
CV	Commande Vectorielle.
LQ	Linear Quadratic.
LQR	Linear Quadratic Regulator.
LQG	Linear Quadratic Gaussian.
LTI	linéaire à temps invariant

### *Symboles*

a, b, c	Indices correspondants aux trois phases.
s, r	Indice relatif au stator et rotor respectivement.
d, q	Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.
$\theta$	Position du rotor par rapport au stator [rad].
$\theta_s$	Angle électrique entre l'axe $d$ et le stator ( $S$ ) lié au stator [rad].
$\theta_r$	Angle électrique entre le rotor et l'axe « $d$ » [rad].
$f_r$	Coefficient de frottement [ $N.m.s^2 / rad^2$ ]
$R_s$	Résistance statorique [ohm ( $\Omega$ )].
$R_r$	Résistance rotorique [ohm ( $\Omega$ )].
$L_s$	Inductance cyclique statorique [Henry (H)].
$L_r$	Inductance cyclique rotorique [Henry (H)].

$\sigma$	Coefficient de dispersion.
$\omega_s, \omega_r$	Pulsation statorique et rotorique [rad /s].
$\Omega$	Vitesse de rotation mécanique [tr /min].
$C_e$	Couple électromécanique [Nm].
$C_r$	Couple résistant [Nm].
$p$	Nombre de pair de pôle.
$J$	Moment d'inertie [ Kg.m <sup>2</sup> ].
$\omega$	Vitesse de rotation électrique [rad/s].
$[M_{SR}]$	inductance mutuelle entre rotor et stator
$[V_{SA} V_{SB} V_{SC}]^T$	Vecteur tension statorique en composantes triphasées [V].
$[V_{RA} V_{RB} V_{RC}]^T$	Vecteur tension rotorique en composantes triphasées [V].
$[I_{SA} I_{SB} I_{SC}]^T$	Vecteur courant statorique en composantes triphasées [A].
$[I_{RA} I_{RB} I_{RC}]^T$	Vecteur courant rotorique en composantes triphasées [A].
$[\phi_{SA} \ \phi_{SB} \ \phi_{SC}]^T$	Vecteur flux statorique en composantes triphasées [Wb].
$[\phi_{RA} \ \phi_{RB} \ \phi_{RC}]^T$	Vecteur flux rotorique en composantes triphasées [Wb].
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
$T_R$	Constante de temps rotorique.
$\Phi_r$	Flux rotorique [Wb].
$\Phi_s$	Flux statorique [Wb].
$V_{Sd}$	Tension statorique instantanée dans l'axe <b>d</b> [V].
$V_{Sq}$	Tension statorique instantanée dans l'axe <b>q</b> [V].
$i_{Sd}$	Courant statorique instantané dans l'axe <b>d</b> [A].
$i_{Sq}$	Courant statorique instantané dans l'axe <b>q</b> [A].
$\Phi_r^*$	Flux rotorique de référence [Wb].
$\Omega^*$	Vitesse rotorique de référence.

---

$k_i$	Constante du gain intégrateur.
$k_p$	Constante du gain Proportionnel.
P	Opérateur de Laplace.
A	matrice d'état.
B	matrice De commande.
C	matrice d'observation.
D	matrice d'anticipation.
$e(t)$	vecteur d'erreur.
$\lambda$	Vecteur adjoint.
X(t)	vecteur d'état.
$\hat{x}(t)$	état estimé.
$\hat{y}(t)$	Vecteur de sortie mesurée.
$u(t)$	vecteur de commande.
Y(t)	vecteur sortie.
$x^d(t)$	vecteur de consigne.
J	critère à minimiser.
$t_f$	temps final.
Q et R	matrices de pondération.
$K_f$	gain optimal du Filtre de KALMAN.
K	matrice de gaine du régulateur
p	solution de l'équation de Riccati
$p_f$	La solution de l'équation de Riccati associée au filtre de kalman
$\varepsilon_x$	l'erreur d'estimation
w	bruit d'état.
v	bruit de mesure.

---

# Sommaire



---

# SOMMAIRE

## Liste des figures

## Notation et symboles

Introduction Générale .....	01
-----------------------------	----

## CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction .....	03
I.2. Principe de Fonctionnement .....	03
I.3. Description du moteur asynchrone à cage .....	03
I.4. Avantages du moteur asynchrone .....	04
I.5. hypothèses simplificatrices .....	04
I.6. Modèle de la MAS triphasée .....	05
I.7. Equations générales du MAS triphasée .....	05
I.7.1. Equations électriques .....	05
I.7.2. Equations magnétiques .....	06
I.7.3. Equations mécaniques .....	07
I.8. Transformation de Park .....	07
I.8.1. Les différents repères .....	08
I.8.2. Application de la transformation de Park au modèle de la MAS .....	08
I.8.2.1. Equations électriques .....	10
I.8.2.2. Equations magnétiques .....	10
I.8.2.3. Equations mécaniques .....	10
I.9. Alimentation de la machine asynchrone .....	10
I.10. Représentation d'état du modèle de la MAS .....	11
I.11. Simulation du modèle de la MAS alimentée en tension .....	12

---

---

I.11.1. Résultats de la simulation .....	12
I.12 Conclusion.....	14

## **CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

III.1. Introduction .....	15
II.2. Généralités sur la commande vectorielle .....	15
II.3. Principe de base de la commande vectorielle .....	15
II.4. Choix de type d'orientation de flux .....	17
II.5. Stratégie de commande .....	18
II.6. Commande vectorielle directe .....	18
II.7. Commande vectorielle indirecte .....	19
II.8. Découplage .....	20
II.8.1. Découplage entré-sortie .....	21
II.8.2. Découplage par compensation .....	21
II.9. Régulation .....	23
II.9.1. Synthèse des régulateurs PI .....	23
II.9.2. Calcul des régulateurs .....	24
II.9.3. Régulateur du flux rotorique.....	25
II.9.4. Régulation de la vitesse .....	26
II.10. Résultats de simulation .....	28
II.11. Conclusion .....	32

## **CHAPITRE III : COMMANDE LINEAIRE QUADRATIQUE GAUSSIENNE**

III.1. Introduction .....	33
III.2. Commande linéaire quadratique (LQ) .....	33
III.2.1.Synthèse du régulateur LQR en temps continu.....	34

---

---

III-2-2 Formulation du problème $LQ$ et sa solution .....	35
III.2.2. Calcul de loi de commande .....	35
III.2.2.1. Commande $LQ$ à horizon fini .....	35
III.2.2.2. Commande $LQ$ à horizon infini .....	37
III.2.2.3. Choix des matrices de pondération .....	37
III.3. Commande linéaire quadratique gaussienne (LQG) .....	38
III.3.1. Synthèse d'une commande LQG .....	38
III.4. Conclusion .....	41
III.5. Introduction .....	42
III.6. Régulation de courant.....	42
III.7. Régulation du flux rotorique .....	43
III.8. Régulation de vitesse .....	43
III.9 . Résultats de simulation ... ..	44
III.10. Conclusion .....	47
<b>CONCLUSION GENERALE</b> .....	48

**BIBLIOGRAPHIE****ANNEXE****RESUME**

---

# Introduction générale



## INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques sont très utilisées dans l'industrie. Ils sont généralement très répandus dans tous les secteurs de l'économie y compris chez les particuliers. A titre d'exemple, on cite les applications domestiques (réfrigérateur, machine à laver...), industrielles (pompage, ventilation, air comprimé...), mais aussi le domaine des transports (voiture électrique...) et la production d'énergie (éoliennes...). [1]

Le moteur asynchrone présente beaucoup d'avantages tels que son coût réduit, sa fiabilité et la facilité de son entretien, (les enroulements du rotor sont court-circuités et par conséquent ne sont liés à aucune source d'alimentation), toutes ces qualités font de lui un candidat favori pour les entraînements à vitesse variable. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier Tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation de courants alternatifs de fréquence variable [2].)

Avec les développements récents de l'électronique de puissance et de commande, les techniques de la commande vectorielle de la MAS ont ces dernières années largement gagné le terrain des applications de hautes performances. Celles-ci sont similaires à celles obtenues par la machine à courant continu à excitation séparée.

Les raisons essentielles d'utilisation accrue de la MAS, Ainsi, la CV permet de transformer la commande de la MAS en une commande linéaire en créant artificiellement deux axes indépendants pour la commande du flux et du couple [3].

Les méthodes classiques comme PI ,PID ont prouvé leur efficacité dans de nombreux problèmes de régulation ou de poursuite pour les systèmes linéaires mais lorsque le système est entaché par des incertitudes, des perturbations ou des exigences sur les performances, alors, la commande classique devient insuffisante pour répondre aux performances exigées.

Pour surmonter ces obstacles, l'utilisation des méthodes de commande avancées comme (la commande prédictive, commande fréquentielle, commande linéaire quadratique) est nécessaire.

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'application de la technique de commande optimale au contrôle de la vitesse d'un moteur asynchrone piloté par la commande vectorielle.

---

Le but est la mise en œuvre d'une loi de commande robuste de la machine citée précédemment, avec comme objectif d'assurer la stabilité face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations tout en essayant d'améliorer la dynamique du système.

Ce mémoire est donc organisé en trois parties de la façon suivante :

- ✓ Dans le premier chapitre, on présentera la description de la machine et son principe de fonctionnement, ainsi que la modélisation de la machine asynchrone dans les repères abc et d,q.
- ✓ Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle en particulier la commande vectorielle indirecte et son application à la machine
- ✓ Dans le troisième chapitre on présentera un état de l'art sur la commande linéaire quadratique et la commande linéaire quadratique gaussienne. Le principe de séparation sur lequel est fondée la théorie LQG sera explicitée.
- ✓ Le quatrième chapitre fera l'objet de l'application de la commande LQG sur la machine asynchrone.
- ✓ Enfin en terminant notre travail par une conclusion générale et des perspectives.

# Chapitre I

---

**MODELISATION DE LA MACHINE  
ASYNCHRONE**

## I.1.Introduction

La machine asynchrone, de par sa simplicité de fabrication et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par *N. Tesla* à la fin du *19<sup>ème</sup>* siècle quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés.

Le fonctionnement de la machine asynchrone (MAS) ou machine à induction est basé sur le principe d'utilisation du champ tournant sinusoïdal.

La modélisation de la machine est souvent considérée comme la phase initiale de l'automatique moderne. Elle permet en effet de déterminer le modèle du procédé qui sera utilisé pour prédire son comportement futur.

Ce chapitre est consacré à l'étude et la modélisation de la machine asynchrone, basant sur la transformation de PARK qui rapporte les équations électriques statoriques rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement appelés (d, q). Nous donnerons ensuite les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé [4].

## I.2.Principe De Fonctionnement

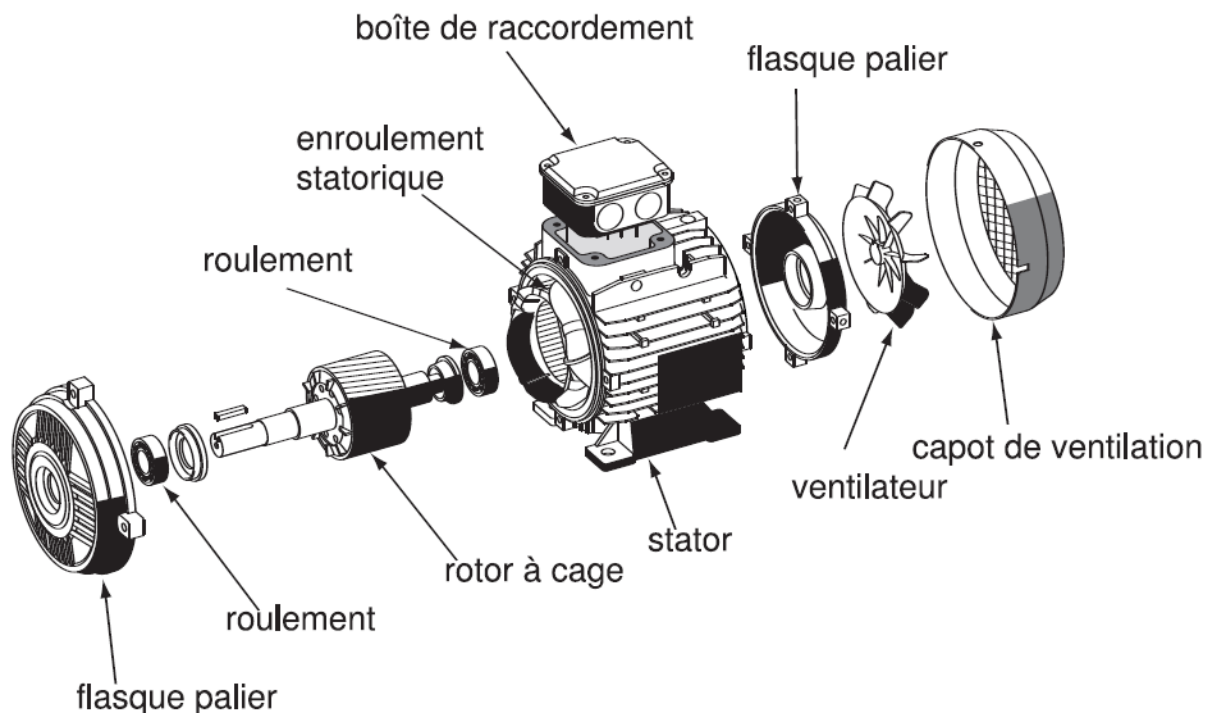
Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant (créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau) et des courants induits dans l'enroulement rotorique (lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant). Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor [5].

## I.3. Description du moteur asynchrone à cage

La machine asynchrone, appelée aussi machine à induction, est constituée d'une carcasse intégrant le circuit ferromagnétique statorique constitué d'encoches où l'enroulement statorique polyphasé est bobiné. Au centre de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer se trouve le circuit magnétique rotorique. Celui-ci est également constitué d'encoches où sont logés des barreaux en aluminium coulé ou en cuivre. Ces barreaux sont court-circuités à chaque extrémité à l'aide d'anneaux. L'arbre moteur est solidaire du circuit rotorique et des paliers lui sont posés afin qu'il puisse tourner. La figure (I-1) représente ces différents éléments [6].

Le fait que le moteur asynchrone ne soit constitué que d'un seul bobinage polyphasé au stator et d'un seul bobinage massif en court-circuit au rotor lui confère des propriétés très

intéressantes en termes de coût de fabrication et d'entretien, de robustesse et de standardisation. Néanmoins, cette simplicité structurelle entraîne une forte complexité fonctionnelle liée à de nombreux problèmes [6].



**Figure(I-1)** :moteur asynchrone à cage [7].

#### I .4. Avantages du moteur asynchrone

Le moteur asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie : il est robuste, fiable, économique, Relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence, Il tourne à vitesse variable différente de la vitesse synchrone [9] [8].

#### I.5.Hypothèses simplificatrices

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [7] [10]:

- ✓ La symétrie de construction est parfaite.
- ✓ Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phase que le bobinage statorique.
- ✓ L'entrefer est constant.
- ✓ Absence de saturation dans le circuit.
- ✓ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique.

### I.6. Modèle de la MAS triphasée

Le modèle de la machine à induction triphasée est illustré par le schéma de la figure (I-2) on remarque que les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, ils sont trois enroulements du stator :  $S_A, S_B$  et  $S_C$ , et trois enroulements rotoriques :  $R_a, R_b$  et  $R_c$ , avec  $\theta$  : Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique [11].

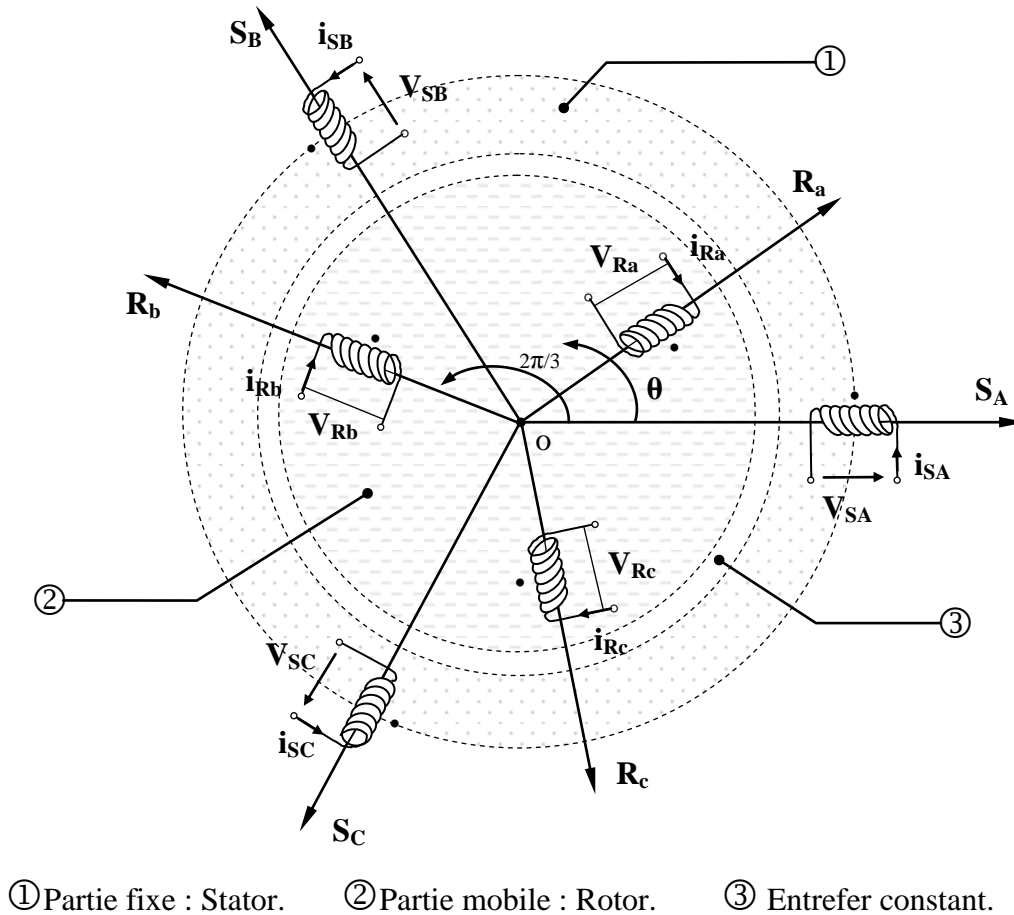


Figure (I-2) : Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

### I.7. Equations générales du MAS triphasé

Dans les conditions précédentes, les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques se présentent sous forme matricielle donnée ci-après.

#### I.7.1. Equations électriques

Les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement :

$$\blacktriangleright \text{pour le stator : } [\mathbf{V}_{S \text{ ABC}}] = \mathbf{R}_S [\mathbf{i}_{S \text{ ABC}}] + \frac{d}{dt} [\mathbf{\Phi}_{S \text{ ABC}}] \tag{I.1}$$

$$\blacktriangleright \text{pour le rotor : } [\mathbf{V}_{R \text{ abc}}] = \mathbf{R}_R [\mathbf{i}_{R \text{ abc}}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{R \text{ abc}}] = 0 \quad (\text{I.2})$$

Avec :

$R_S, R_R$ ; Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

Et :

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_{S \text{ ABC}}] &= [\mathbf{V}_{SA} \quad \mathbf{V}_{SB} \quad \mathbf{V}_{SC}]^T && : \text{Vecteur de tension statorique.} \\ [\mathbf{V}_{R \text{ abc}}] &= [\mathbf{V}_{Ra} \quad \mathbf{V}_{Rb} \quad \mathbf{V}_{Rc}]^T && : \text{Vecteur de tension rotorique.} \\ [\mathbf{i}_{S \text{ ABC}}] &= [\mathbf{i}_{SA} \quad \mathbf{i}_{SB} \quad \mathbf{i}_{SC}]^T && : \text{Vecteur de courant statorique.} \\ [\mathbf{i}_{R \text{ abc}}] &= [\mathbf{i}_{Ra} \quad \mathbf{i}_{Rb} \quad \mathbf{i}_{Rc}]^T && : \text{Vecteur de courant rotorique.} \end{aligned}$$

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

$$\begin{aligned} [\Phi_{S \text{ ABC}}] &= [\Phi_{SA} \quad \Phi_{SB} \quad \Phi_{SC}]^T && : \text{Vecteur de flux statorique.} \\ [\Phi_{R \text{ abc}}] &= [\Phi_{Ra} \quad \Phi_{Rb} \quad \Phi_{Rc}]^T && : \text{Vecteur de flux rotorique.} \end{aligned}$$

### I.7.2. Equations magnétiques

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme suit :

$$\blacktriangleright \text{Pour le stator : } [\Phi_{S \text{ ABC}}] = [\mathbf{L}_S] [\mathbf{i}_{S \text{ ABC}}] + [\mathbf{M}_{SR}] [\mathbf{i}_{R \text{ abc}}] \quad (\text{I.3})$$

$$\blacktriangleright \text{Pour le rotor : } [\Phi_{R \text{ abc}}] = [\mathbf{L}_R] [\mathbf{i}_{R \text{ abc}}] + [\mathbf{M}_{SR}]^T [\mathbf{i}_{S \text{ ABC}}] \quad (\text{I.4})$$

Où :

$[\mathbf{L}_S]$  : Matrice d'inductances statoriques.

$[\mathbf{L}_R]$  : Matrice d'inductances rotoriques.

$[\mathbf{M}_{SR}]$  : Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.

Alors :

$$[\mathbf{L}_S] = \begin{bmatrix} \ell_S & \mathbf{M}_S & \mathbf{M}_S \\ \mathbf{M}_S & \ell_S & \mathbf{M}_S \\ \mathbf{M}_S & \mathbf{M}_S & \ell_S \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{L}_R] = \begin{bmatrix} \ell_R & \mathbf{M}_R & \mathbf{M}_R \\ \mathbf{M}_R & \ell_R & \mathbf{M}_R \\ \mathbf{M}_R & \mathbf{M}_R & \ell_R \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Ainsi :

$$[\mathbf{M}_{SR}] = [\mathbf{M}_{RS}]^T = \mathbf{M}_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Où :

$\ell_s$  : Inductance propre d'une phase statorique.

$\ell_r$  : Inductance propre d'une phase 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.

### I.7.3. Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire des variations, non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux), mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse)[8] :

$$C_{em} = P [i_{S \text{ ABC}}]^T \frac{d}{dt} [M_{SR}] [i_{R \text{ abc}}] \quad (I.7)$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (I.8)$$

Avec :

$J$  : Moment d'inertie des masses tournantes.

$C_r$  : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

$\Omega$  : Vitesse rotorique.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$f_r$  : Coefficient de frottement visqueux.

$(f_r \Omega)$  : Terme de couple de frottement visqueux.

### I.8. Transformation de Park

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [9].

### I.8.1. Les différents repères

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux :

- ❶ Référentiel immobile par rapport au stator :  $(\alpha - \beta) \rightarrow \omega_{\text{obs}} = \mathbf{0}$ .
- ❷ Référentiel immobile par rapport au rotor :  $(x - y) \rightarrow \omega_{\text{obs}} = \omega_R$ .
- ❸ Référentiel immobile par rapport au champ tournant :  $(d - q) \rightarrow \omega_{\text{obs}} = \omega_S$ .

où :

$\omega_{\text{obs}}$  : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

### I.8.2. Application de la transformation de Park au modèle de la MAS

On désire transformer les enroulements de la MAS triphasée en des enroulements biphasé orthogonaux équivalents selon les axes  $(d - q)$  lié au champ tournant, voir figure (I-3),

La composante homopolaire sert à équilibrer le système transformé, c'est à dire :

- ♦ Direct selon l'axe  $(d)$ .
- ♦ Quadrature (transversal) selon l'axe  $(q)$ .
- ♦ Homopolaire  $(o)$ .

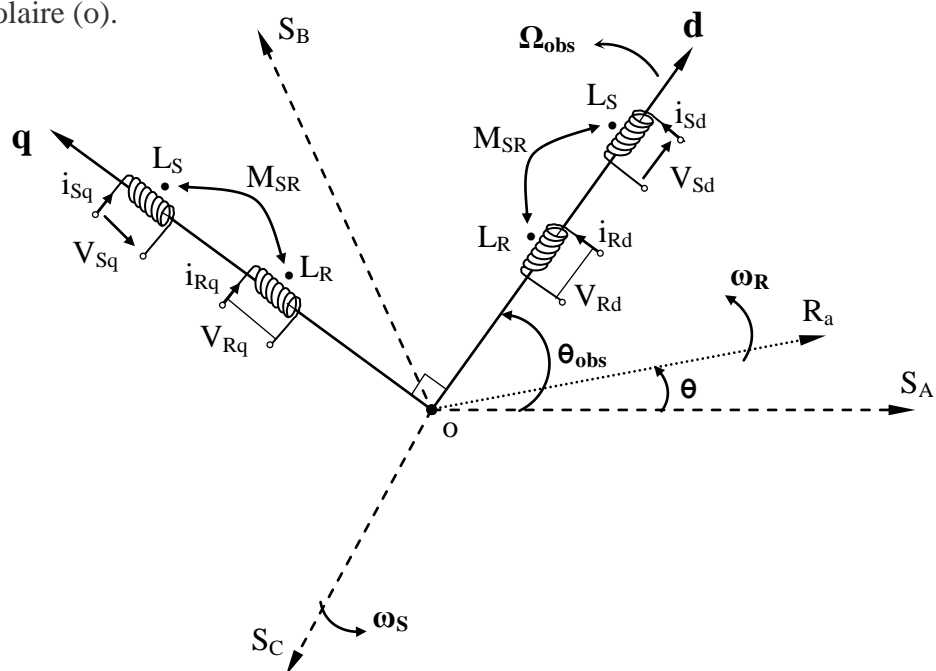


Figure (I-3) : référentiel tournant d'axes  $(d - q)$ .

où :

$\theta_{\text{obs}} = \int \omega_{\text{obs}} dt$  : est une position quelconque d'observation entre les systèmes d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants :

- ▶ L'équivalent de tension :  $[\mathbf{V}_{dqo}] = [\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})][\mathbf{V}_{ABC}]$
- ▶ L'équivalent de courant :  $[\mathbf{i}_{dqo}] = [\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})][\mathbf{i}_{ABC}]$  (I.9)
- ▶ L'équivalent du flux :  $[\mathbf{\Phi}_{dqo}] = [\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})][\mathbf{\Phi}_{ABC}]$

où :

$[\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})]$  est la matrice de Park.

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [\mathbf{V}_{ABC}] = [\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})]^{-1}[\mathbf{V}_{dqo}] \\ [\mathbf{i}_{ABC}] = [\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})]^{-1}[\mathbf{i}_{dqo}] \\ [\mathbf{\Phi}_{ABC}] = [\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})]^{-1}[\mathbf{\Phi}_{dqo}] \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrit alors :

$$[\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{obs}}) & \cos(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_{\text{obs}}) & -\sin(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

✓Le facteur  $(\sqrt{\frac{2}{3}})$  : est là pour conserver la puissance électrique instantanée.

$$[\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{obs}}) & -\sin(\theta_{\text{obs}}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) & -\sin(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (I.1) et (I.2), et magnétiques, (I.3), (I.4), permet d'obtenir les équations suivantes :

### I.8.2.1. Equations électriques

$$[\mathbf{V}_{Sd}] = \mathbf{R}_S \mathbf{i}_{Sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sd} - \omega_S \Phi_{Sq} \quad (\text{I.13})$$

$$[\mathbf{V}_{Sq}] = \mathbf{R}_S \mathbf{i}_{Sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sq} + \omega_S \Phi_{Sd} \quad (\text{I.14})$$

$$0 = \mathbf{R}_R \mathbf{i}_{Rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{Rd} - (\omega_S - \omega_R) \Phi_{Rq} \quad (\text{I.15})$$

$$0 = \mathbf{R}_R \mathbf{i}_{Rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{Rq} + (\omega_S - \omega_R) \Phi_{Rd} \quad (\text{I.16})$$

### I-8.2.2. Equations magnétiques

$$\Phi_{Sd} = \mathbf{L}_S \mathbf{i}_{Sd} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{Rd} \quad (\text{I.17})$$

$$\Phi_{Sq} = \mathbf{L}_S \mathbf{i}_{Sq} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{Rq} \quad (\text{I.18})$$

$$\Phi_{Rd} = \mathbf{L}_R \mathbf{i}_{Rd} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{Sd}$$

(I.19)

$$\Phi_{Rq} = \mathbf{L}_R \mathbf{i}_{Rq} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{Sq}$$

(I.20)

Avec :  $\mathbf{L}_S = \ell_S - \mathbf{M}$ ,  $\mathbf{L}_R = \ell_R - \mathbf{M}$  ; Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$\mathbf{M} = \frac{3}{2} \mathbf{M}_0$  : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

### I.8.2.3. Equations mécaniques

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I-7) devient :

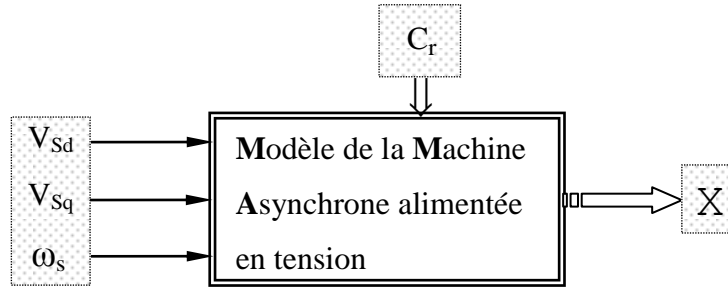
$$\mathbf{C}_{em} = \mathbf{P} \frac{\mathbf{M}}{\mathbf{L}_R} (\Phi_{Rd} \cdot \mathbf{i}_{Sq} - \Phi_{Rq} \cdot \mathbf{i}_{Sd}) \quad (\text{I.21})$$

Et l'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation (I -8).

## I.9. Alimentation de la machine asynchrone

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique  $i_s$  et le flux rotorique  $\Phi_R$  comme variables d'état, et la pulsation  $\omega_s$  et les tensions  $V_{sd}$ ,  $V_{sq}$ , comme

grandeur de commande et le couple  $C_r$  comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, figure (I-4).



**Figure (I-4) :** schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

Le vecteur de sortie  $[X]$ , peut avoir une des formes des différentes expressions :

$$[X] = [i_{Sd} \ i_{Sq} \ i_{Rd} \ i_{Rq}]^T ;$$

$$\text{ou } [X] = [\Phi_{Sd} \ \Phi_{Sq} \ \Phi_{Rd} \ \Phi_{Rq}]^T ;$$

$$\text{ou } [X] = [\Phi_{Sd} \ \Phi_{Sq} \ i_{Rd} \ i_{Rq}]^T ;$$

$$\text{ou } [X] = [i_{Sd} \ i_{Sq} \ \Phi_{Rd} \ \Phi_{Rq}]^T ;$$

Ainsi, notre choix est porté sur le vecteur  $[i_{Sd} \ i_{Sq} \ \Phi_{Rd} \ \Phi_{Rq}]^T$

### I.10.Représentation d'état du modèle de la MAS

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \tag{I.22}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} [X] = [i_{Sd} \ i_{Sq} \ \Phi_{Rd} \ \Phi_{Rq}]^T \\ [U] = [V_{Sd} \ V_{Sq}]^T \end{cases} \tag{I.23}$$

Pour le référentielle lié au champ tournant (d – q), on a :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & \omega_s & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_R T_R}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_R}\right)\omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_R}\right)\omega & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_R T_R}\right) \\ \frac{M}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_R} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{I.24}$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_R \cdot L_S} \quad : \text{Coefficient de dispersion total.}$$

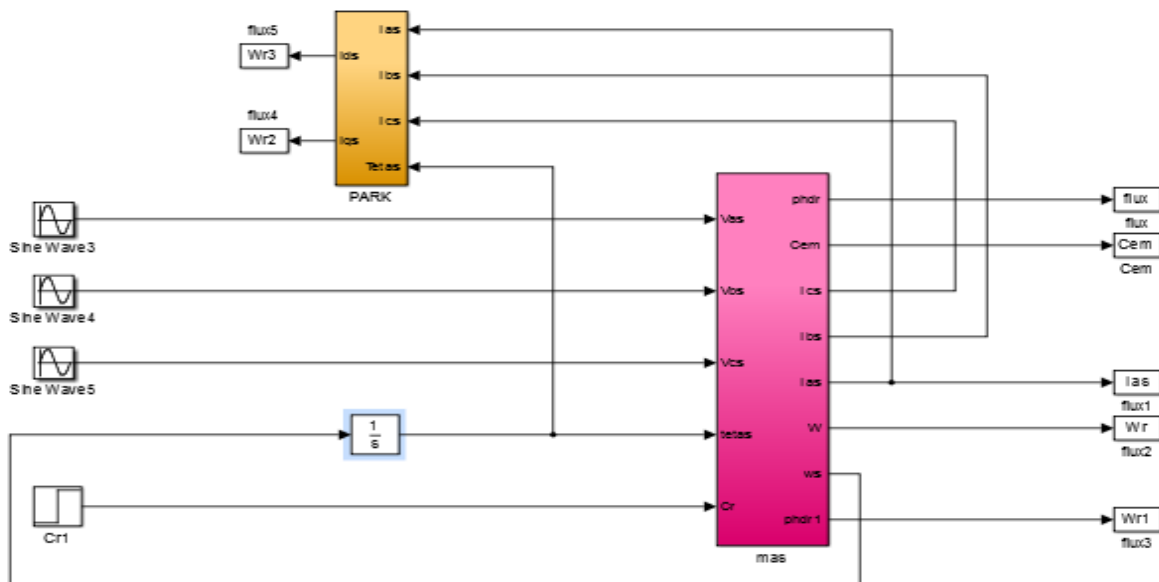
$$T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$R_t = R_S + \frac{M^2}{L_R T_R} \quad : \text{Résistance totale ramenée au stator.}$$

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système et [B] : Matrice d'entrée.

### I.11.Simulation du modèle de la MAS alimentée en tension

La structure en schéma bloc de cette simulation est présentée par la figure suivante



Figure(I-5): schéma de simulation de la MAS alimentée par un réseau triphasé.

#### I.11.1.Résultats de la simulation

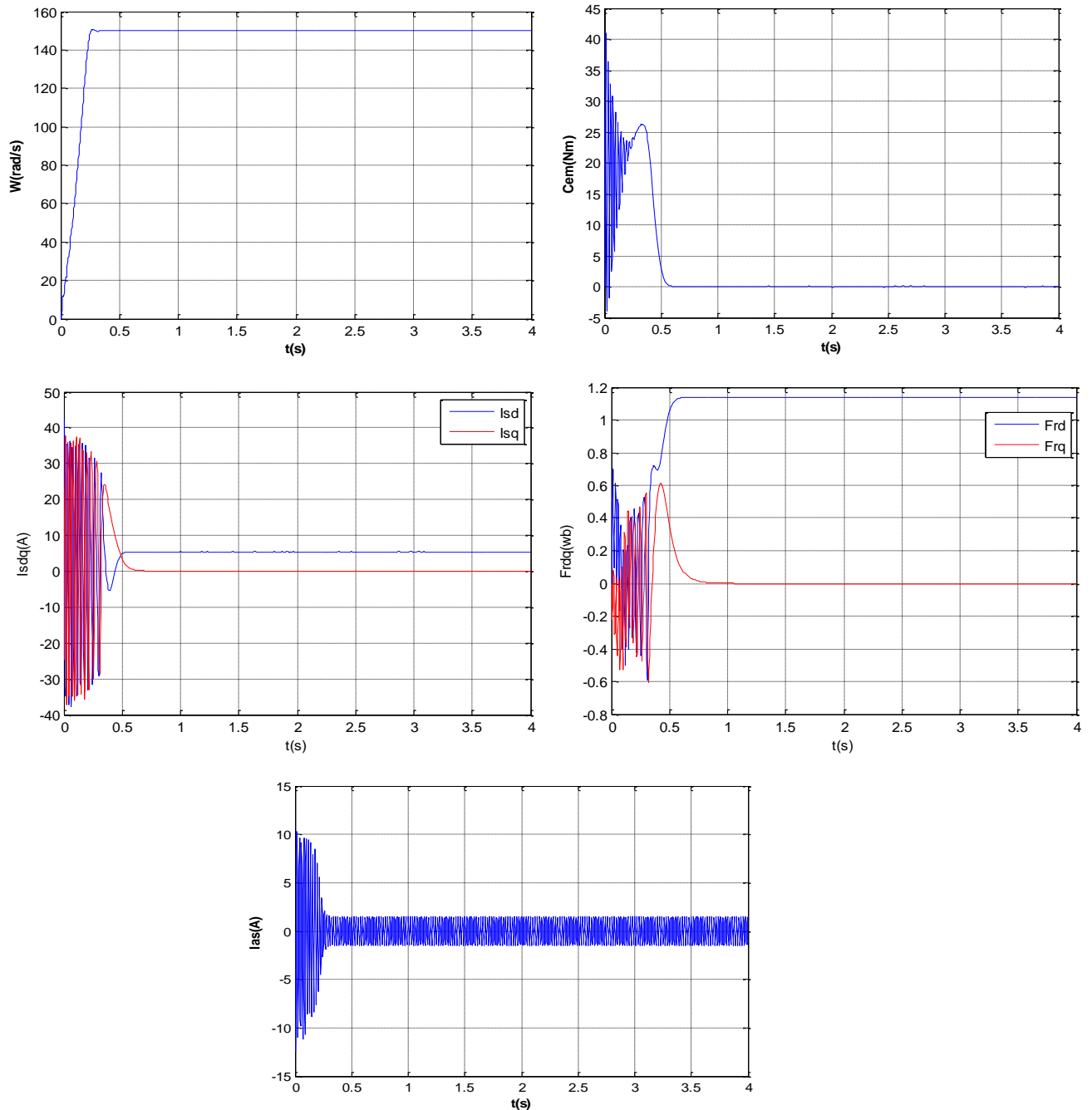
Dans un objectif de vérifier le modèle que nous avons développé dans cette partie, une simulation en boucle ouverte est réalisée avec le logiciel Matlab/Simulink

La figure (I-6) représente les allures de la machine branchée directement sur le réseau. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

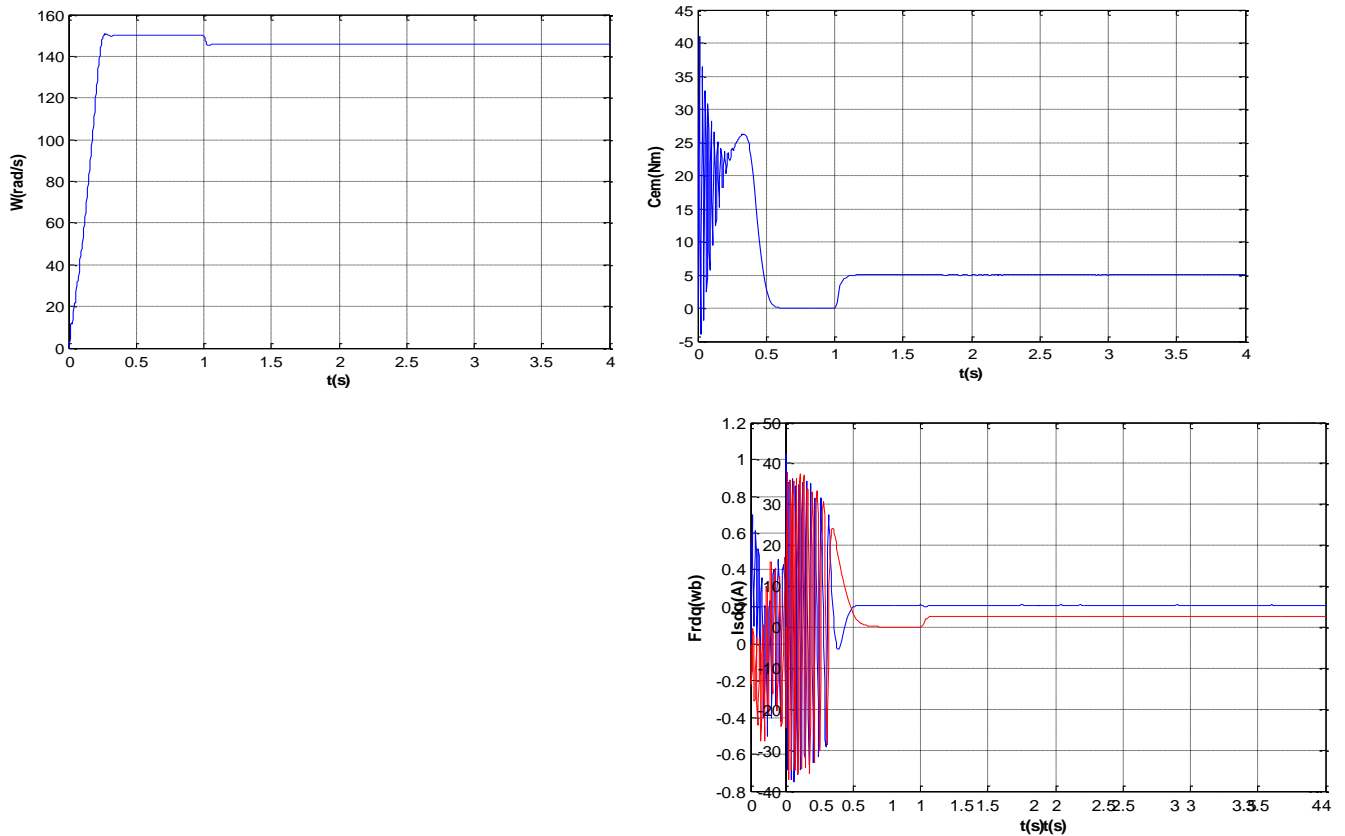
La vitesse de rotation de la machine à vide se stabilise à la vitesse de synchronisme 157 rad/s.

On remarque l'appel classique du courant (environ 5 fois la valeur nominale), nécessaire pour faire démarrer la machine, l'établissement de la vitesse à sa valeur nominale avec la présence d'oscillations qui sont beaucoup plus apparentes sur le couple.

L'application d'une charge avec un couple résistant ( $C_r$ ) (de 5 N.m) à l'instant  $t=1s$  figure (I-7), est accompagnée d'une chute de vitesse traduite par un glissement supplémentaire de la machine.



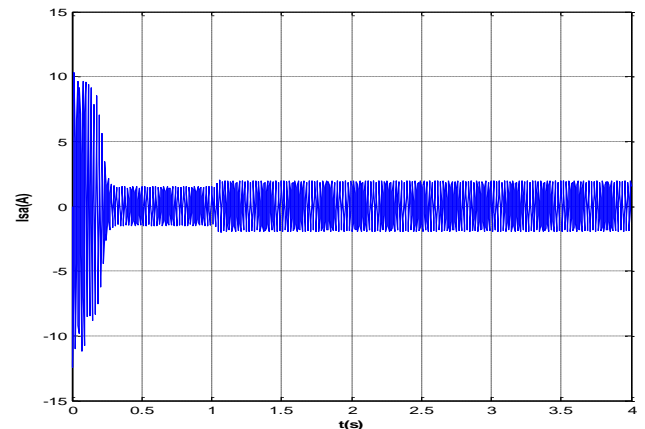
**Figure (I -6):** Simulation de la MAS alimentée en tension alternative



**Figure(I-7):** Simulation de la MAS en présence d'une charge (Cr = 5N.m, à t = 1s).

**I.12 CONCLUSION**

Après avoir donné une description du moteur asynchrone et son principe de fonctionnement dans une première étape, le modèle de ce dernier dans les repéré ABC et dq a été bien détaillé, par la suite on a donné la représentation d'état du moteur dans le repéré dq. Les simulations sur ce modèle ont été effectuées sans et avec présence de la charge.



# Chapitre II

---

## COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

## I.1.Introduction

Depuis plusieurs années, les recherches universitaires et industrielles ont été développées à fin d'aboutir à un contrôle du variateur asynchrone, équivalent à celui d'un moteur à courant continu. Dans ce type de contrôle, le flux et le couple, deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment. Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone, est un principe caractéristique du contrôle vectoriel. Ce dernier conduit à des entraînements asynchrones à hautes performances industrielles supportant les perturbations dues à la charge.

Les bases de cette théorie, appelée contrôle vectoriel ou contrôle par flux orienté ont été proposées par BLASCHE en 1971. Il ramène le comportement du moteur à asynchrone à celui d'un moteur à courant continu. Il consiste à placer le repère ( $d, q$ ) tel que l'axe ( $d$ ) coïncide avec le flux à orienter figure (II-1).

Le but est d'éliminer le problème de couplage entre le rotor et le stator en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature, de telle sorte que l'une des composantes commande le flux et l'autre commande le couple. Ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à ceux d'un moteur à courant continu à excitation séparée, où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple [8].

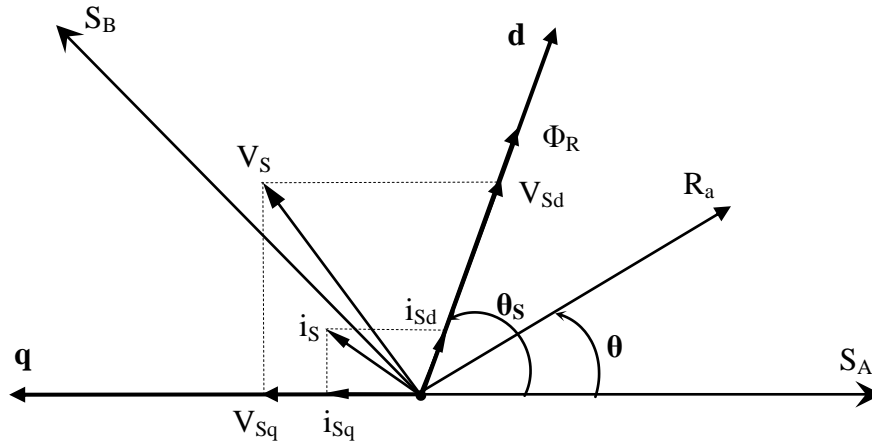
## II.2.Généralités sur la commande vectorielle

Les origines de la commande vectorielle contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du siècle dernier et aux travaux de Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes.

Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transposer cette théorie au contrôle des machines électriques.

## II.3.Principe de base de la commande vectorielle

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes ( $d, q$ ) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. On se place donc dans un référentiel ( $d, q$ ) lieu champ tournant tel que l'axe  $d$  coïncide avec la direction désirée du flux figure (II-1) [3].



**Figure (II-1) :** Référentiel lié au flux rotorique.

Trois choix sont possibles pour fixer l'orientation du flux représenté dans la figure (II-1), soit :

$$- \text{ Orienter le flux rotorique avec la condition : } \Phi_{Rd} = \Phi_R \text{ et } \Phi_{Rq} = 0 \quad (\text{II.1})$$

$$- \text{ Orienter le flux statorique avec la condition: } \Phi_{Sd} = \Phi_S \text{ et } \Phi_{Sq} = 0 \quad (\text{II.2})$$

$$- \text{ Orienter le flux d'entrefer avec la condition : } \Phi_{ed} = \Phi_e \text{ et } \Phi_{eq} = 0 \quad (\text{II.3})$$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle permet d'obtenir un couple de démarrage important, ainsi elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [3].

Pour cette raison, dans notre étude nous avons choisi l'orientation du flux rotorique. D'après la condition (2.1) l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} i_{Sq} - \Phi_{Rq} i_{Sd}) \quad (\text{II.4})$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant, figure (II-1) :

$$\begin{cases} \Phi_{Rd} = \Phi_R \\ \Phi_{Rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Le couple devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} i_{Sq}) \quad (\text{II.6})$$

ou encore moyennant une constante  $K_1$  près,  $C_{em}$  devient.

$$C_{em} = K_t' \cdot \Phi_{Rd} \cdot i_{sq} \tag{II.7}$$

$$K_t' = P \frac{M}{L_R}$$

La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée. La figure (II-2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle réalisée sur une machine à induction [11].

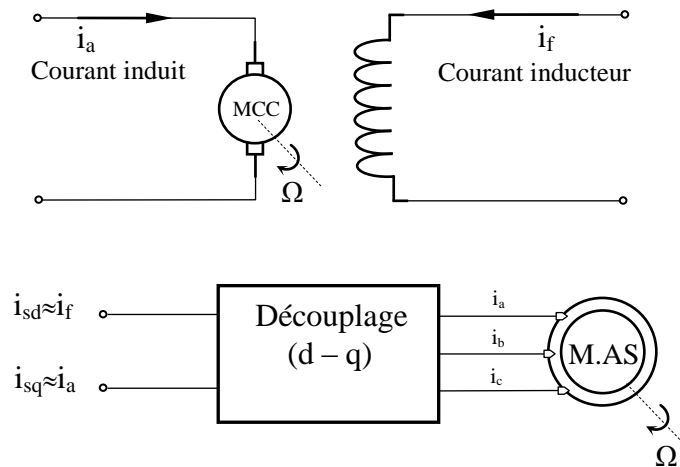


Figure (II -2) : Principe de commande découplée pour la MCC et la MAS.

$$C_e = K_t \cdot i_a \cdot i_f \tag{II.8}$$

$$C_{em} = K_t \cdot i_{sq} \cdot i_{sd} \tag{II.9}$$

$i_a, i_{sq}$  : Composantes de couple.

$i_f, i_{sd}$  : Composantes de flux.

En effet, à partir de ces principes de base, de nombreuses variantes ont été présentées que l'on peut classifier de la façon suivante :

- ✓ Selon la source d'énergie, on a la commande en tension ou la commande en courant.
- ✓ Selon l'orientation du repère (d – q), à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant.
- ✓ Selon la détermination de la position du flux, commande directe par mesure ou observation du vecteur flux, ou commande indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

#### II.4.Choix de type d'orientation de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine, à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant.

Le degré de découplage est déterminé selon ce choix. Dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique [13], ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant.

## II.5.Stratégie de commande

La principale difficulté de la commande vectorielle du moteur asynchrone réside dans le contrôle du flux. Différentes approches de la commande ont été envisagées, elles diffèrent principalement par la méthode du contrôle du flux. En générale, deux sortes de commande sont utilisées ; celle dite indirecte et celle dite directe[6].

- **Contrôle direct** : le flux est régulé par une contre-réaction. Il doit donc être mesuré (rarement) ou estimé. La pulsation statorique  $w_s$  est directement évaluée à partir de la position du flux dans le repère lié au stator.

- **Contrôle indirect**: le flux n'est ni mesuré ni reconstruit. Il est fixé en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire.

La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée. La figure (II-2) illustre l'équivalence entre l'expression découple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle réalisée sur une machine à induction [14].

## II.6.Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux, Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. Toutefois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente de considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

1- La non fiabilité de la mesure du flux :

- problème de filtrage du signal mesuré.
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

2- Le coût de production élevé (capteurs +filtre) [15].

## II.7. Commande vectorielle indirecte

Contrairement à la commande vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence. L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence  $C_{em}^*$  et du flux rotorique de référence, la méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire.

Le contrôle vectoriel de la MAS est donc un type de commande permettant de découpler le couple et le flux et inversement. Ceci consiste alors à choisir un système d'axes approprié. Ainsi, le repère de référence ( $d q$ ) est lié au flux rotorique de sorte que le vecteur flux rotorique soit selon l'axe  $d$ . Les deux composantes du courant statorique  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  représentent les variables d'entrée d'une commande découplée du flux et du couple. Il est à noter, par ailleurs, que la commande vectorielle basée sur l'orientation du flux rotorique est la plus utilisée du fait qu'elle permet l'élimination de l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique[16][3].

Dans un référentiel lié au champ tournant, les équations de la machine s'écrivent comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_{ds}] = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ [V_{qs}] = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (II.10)$$

Les équations de Park. (II.11), munies de la contrainte  $\Phi_{qr}=0$ , débouchent donc sur les propriétés enchaînées de la manière suivante :

- l'axe  $d$  est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que  $\Phi_{dr} = \Phi_r$
- la composante  $i_{dr}$  du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est maintenu Constant.

En effet, on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{dr} = \Phi_r = \text{cste}, \text{ et } \Phi_{qr} = 0 \\ \Rightarrow R_r \cdot i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \\ V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \end{array} \right. \quad (II.11)$$

L'évolution du couple suit celle de  $i_{qr}$  qui peut alors être contrôlé par  $i_{qs}$ . En effet, on a :

$$\Phi_{qR} = L_R i_{qR} + M i_{qS} = 0 \Rightarrow i_{qR} = -\frac{M}{L_R} i_{qS} \quad (\text{II.12})$$

Ceci conduit à l'expression du couple suivante :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} \Phi_R \cdot i_{qS} \quad (\text{II.13})$$

Les équations des machines dans un référentiel lié au champ tournant, deviennent

$$\begin{cases} V_{ds} = R_S i_{ds} + \sigma L_S \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_S \cdot \sigma L_S \cdot i_{qs} + M \frac{d\Phi_R}{dt} \\ V_{qs} = \sigma L_S \frac{di_{qs}}{dt} + R_S i_{qs} + \omega_S \cdot \sigma L_S \cdot i_{ds} + \frac{M}{L_R} \omega_S \Phi_R \\ \Phi_R + T_R \frac{d\Phi_R}{dt} = M i_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_S + \sigma L_S \cdot P) i_{ds} - \omega_S \cdot \sigma L_S \cdot i_{qs} \\ V_{qs} = (R_S + \sigma L_S \cdot P) i_{qs} + \omega_S \cdot \sigma L_S \cdot i_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

$$(\text{II.16})$$

$$\Phi_R = \frac{M}{1 + P \cdot T_R} i_{ds}$$

On a :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} \Phi_R \cdot i_{qS} \quad (\text{II.17})$$

$$j \frac{d\Omega_R}{dt} = C_{em} - C_R - f \Omega_R \quad (\text{II.18})$$

Les équations (II.17) et (II.18) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux  $i_{ds}$ , et le courant producteur du couple  $i_{qs}$ .

## II.8. Découplage

Les équations statoriques comprennent en effet des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. En supposant que le flux rotorique varie très lentement, les équations s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_S + \sigma L_S \cdot P) i_{ds} - \omega_S \cdot \sigma L_S \cdot i_{qs} \\ V_{qs} = (R_S + \sigma L_S \cdot P) i_{qs} + \omega_S \cdot \sigma L_S \cdot i_{ds} \end{cases}$$

$$\Phi_R = \frac{M}{1 + P \cdot T_R} i_{ds}$$

$$\omega_R = \frac{M}{\Phi_R \cdot T_R} i_{qs}$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma suivant [3] :

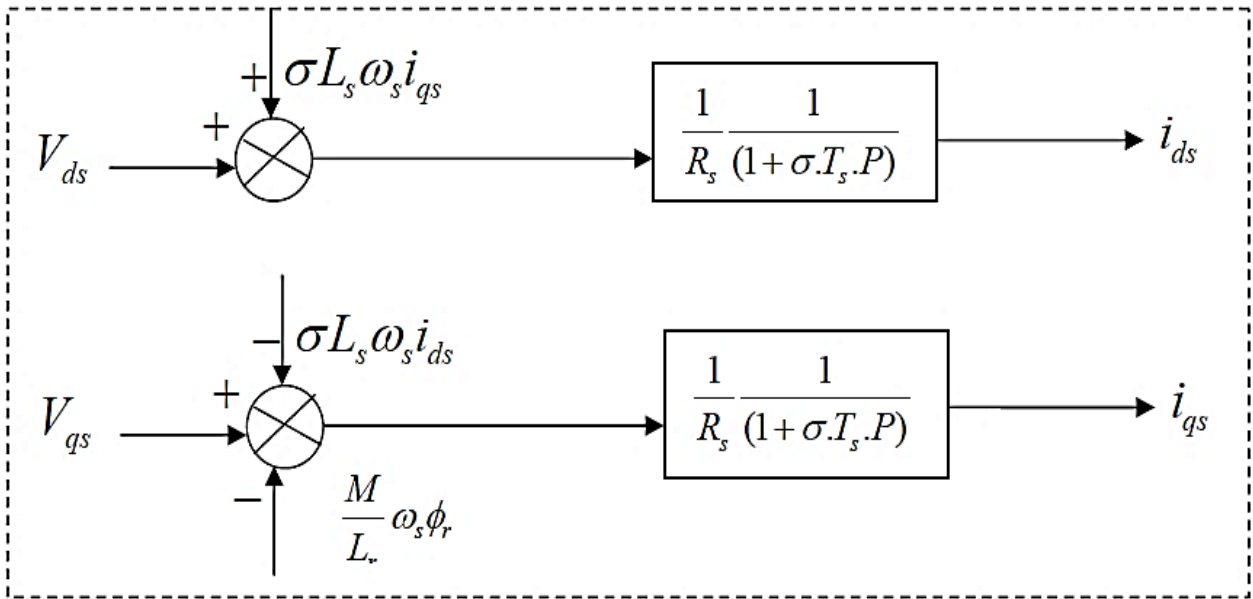


Figure (II -3): Modèle de la machine.

Les termes  $\Phi_R \cdot \frac{M}{L_R} \cdot \omega_s$ ,  $\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs}$  et  $\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds}$  correspondent aux termes de découplage entre les axes d, q.

### II.8.1. Découplage entré-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes *d* et *q*. Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions *V<sub>ds</sub>* et *V<sub>qs</sub>*, donc il faut réaliser un découplage.

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'Etat, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation [15].

**II.8.2. Découplage par compensation**

Définitions de deux nouvelles variables de commande  $V_{ds}^*, V_{qs}^*$  telles que :

$$V_{ds} = V_{ds}^* - e_d \tag{II.19}$$

Avec:

$$e_d = \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs} \tag{II.20}$$

$$\frac{i_{qs}}{V_{ds}^*} = \frac{1}{R_s + T_s \cdot \sigma \cdot p}$$

La perturbation d'est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième expression et définir :

$$V_{qs} = V_{qs}^* - e_q \tag{II.21}$$

Avec:

$$V_{qs}^* = (R_s + L_s \cdot \sigma \cdot p) i_{qs} \tag{II.22}$$

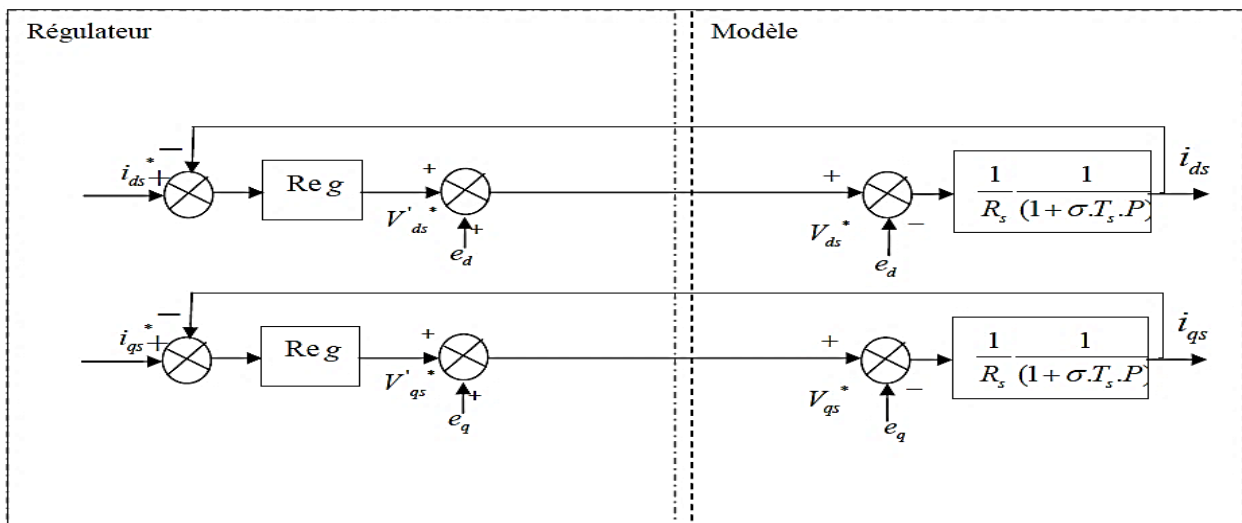
$$e_q = -\omega_s \frac{M}{L_s} \Phi_R + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} \tag{II.23}$$

De la même façon, le terme  $e_q$  est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{i_{qs}}{V_{ds}^*} = \frac{1}{R_s + T_s \cdot \sigma \cdot p} \tag{II.24}$$

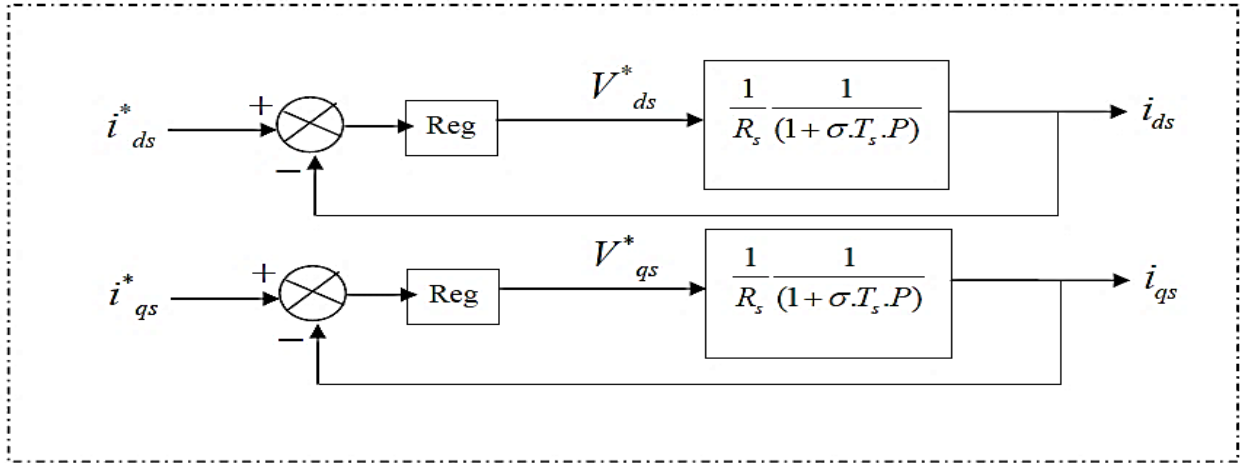
les tension  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  figure (II-5), Tel que:

$$\begin{cases} V_{ds}^* = V_{ds} - e_d \\ V_{qs}^* = V_{qs} - e_q \end{cases} \tag{II.25}$$



**Figure (II -4) :** Découplage par addition des termes de compensation.

On obtient alors le schéma bloc simple et identique pour les deux axes [3] :



Figure(II -5): Commande découplée.

### II.9.Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI) [15].

#### II.9.1.Synthèse des régulateurs pi

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Les régulateurs utilisés dans notre étude sont des correcteurs à action proportionnelle-intégrale (PI).

##### a. Conception des régulateurs

Soit  $Y^*(t)$  le signal à pour suivre, et  $y(t)$  le signal de sortie du système à contrôler.

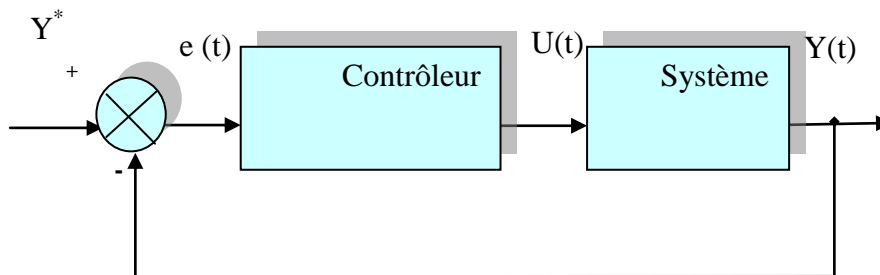


Figure. (II-6) : Représentation de la commande par PI.

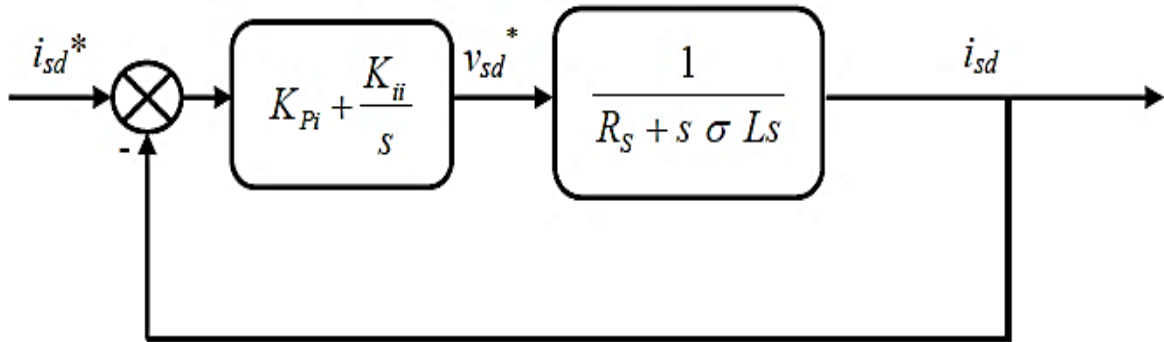
La loi de commande est :

$$U(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \int e(t) \tag{II -26}$$

II.9.2. Calcul des régulateurs

Les structures des régulations sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Ils convient d'abord de réguler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse.

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes, outre l'avantage d'être simples, elles sont faciles à mettre œuvre et à implanter. Nous utilisons les paramètres de la machine (Annexe) pour le calcul des coefficients des régulateurs. Le schéma bloc devient [17]:



Figure(II -7): Boucle de régulation du courant ids.

$$C_i (p) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{p} \tag{II.27}$$

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

$$G_o = K_{pi} \left[ p + \frac{K_{ii}}{K_{pi}} \right] \frac{1}{p} \frac{1}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + p} \tag{II.28}$$

Par compensation de pole :

$$\frac{K_{ii}}{K_{pi}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \tag{II.29}$$

Alors :

$$G_o = \frac{K_{pi}}{p} \frac{1}{\sigma L_s} \tag{II.30}$$

Donc en boucle fermé :

$$G_f = \frac{\frac{K_{pi}}{\sigma L_s \cdot p}}{1 + \frac{K_{pi}}{\sigma L_s \cdot p}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{K_{pi}} \cdot p + 1} = \frac{1}{\tau p + 1} \tag{II.31}$$

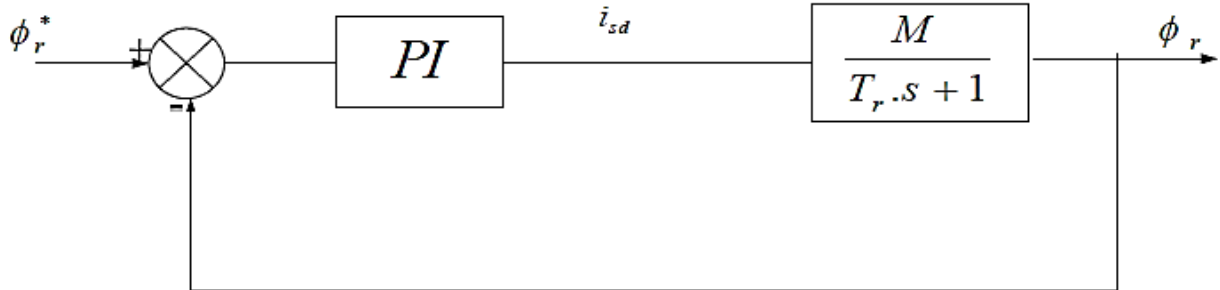
$$\text{avec : } \tau = \frac{L_s \cdot \sigma}{K_{pi}} \tag{II.32}$$

### II.9.3. Régulateur du flux rotorique

A partir de la troisième équation du système (2.14) on peut écrire [13]:

$$\frac{\Phi_r}{i_{sd}} = \frac{M}{T_r \cdot p + 1} \quad (\text{II.33})$$

Le schéma bloc de la régulation du flux est donné par la Figure. (II.8) :



**Figure. (II-8) :** Régulation du flux rotorique en boucle fermée.

La fonction de transfert du régulateur prend la forme suivante :

$$FTBO(p) = k_i \frac{\frac{k_p}{k_i} p + 1}{p} \frac{M}{T_r \cdot p + 1} \quad (\text{II.34})$$

La méthode de compensation de pôle permet d'écrire :

$$\frac{k_p}{k_i} = T_r \quad (\text{II.35})$$

Donc La fonction de transfert en boucle ouverte sera écrire comme suivant:

$$FTBO(p) = \frac{1}{\frac{p}{M \cdot K_i}} \quad (\text{II.36})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBO(p) = \frac{1}{\frac{p}{M \cdot K_i}} \quad (\text{II.37})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(p) = \frac{FTBO}{FTBO + 1} = \frac{1}{\frac{p}{M \cdot K_i} + 1} \quad (\text{II.38})$$

Avec :

$$\tau_{\Phi} = \frac{1}{M \cdot K_i}$$

Les coefficients de régulateur de flux sont :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{M \cdot \tau_{\Phi}} \\ K_p = \frac{T_r}{M \cdot \tau_{\Phi}} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

Numériquement : on choisit  $\tau_{\Phi} = 3\tau_I$

### II.9.4. Régulation de la vitesse

Parmi les techniques existantes, la correction proportionnelle et intégrale est largement utilisée pour la commande vectorielle des machines asynchrones, en raison de ses bonnes performances : simplicité et facilité d'implémentation. L'utilisation de la commande vectorielle indirecte avec orientation de flux rotorique, permet la réduction de la complexité de la commande.

En effet le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte figure (II-9), est réduit au problème de commande du système représenté sur la figure (II-12) [18].

Le schéma de régulation en cascade retenu nécessite pour un bon fonctionnement que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe.

Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant  $i_{qs}$  plutôt que par action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant  $i_{qs}$ ).

Le schéma bloc de régulation de la vitesse est le suivant [3] [19].

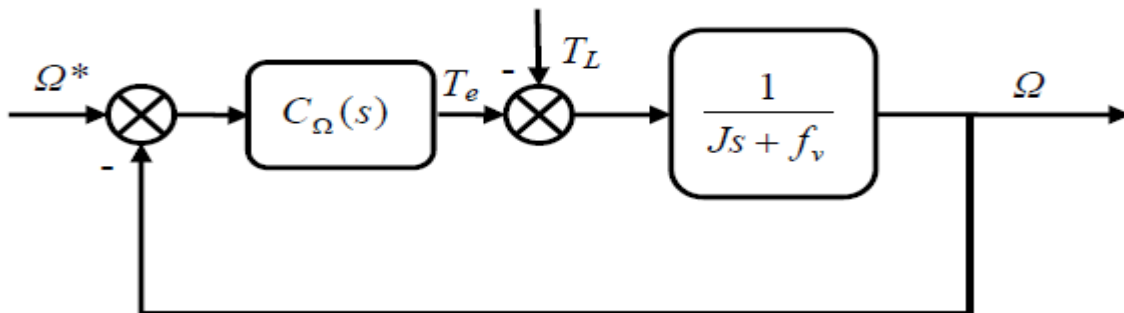


Figure (II-9): boucle de régulation PI de la vitesse.

$$\Omega_G(S) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \quad (\text{II.40})$$

Nous avons d'après (II.8) :

$$\Omega = \frac{1}{jp + f_v} (Cem - Cr) \quad (\text{II-41})$$

Alors  $\Omega$  devient :

$$\Omega = \frac{1}{jp + f_v} \left( K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{p} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{jp + f_v} Cr \quad (\text{II.42})$$

Soit :

$$\Omega = \frac{K_p P + K_{i\Omega}}{J \cdot p^2 + (K_{p\Omega} + f_v) p + K_{i\Omega}} \Omega^* - \frac{p}{J \cdot p^2 + (K_{p\Omega} + f_v) p + K_{i\Omega}} Cr \quad (\text{II.43})$$

En considérant le couple de charge comme perturbation ( $T_L = 0$ ).

$$\Omega = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} P + 1}{\left( \frac{J}{K_{i\Omega}} \right) p^2 + \left( \frac{K_{p\Omega} + f_v}{K_{i\Omega}} \right) p + 1} \Omega^* \quad (\text{II.44})$$

$$G(P) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} p^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} p + 1} \quad (\text{II.45})$$

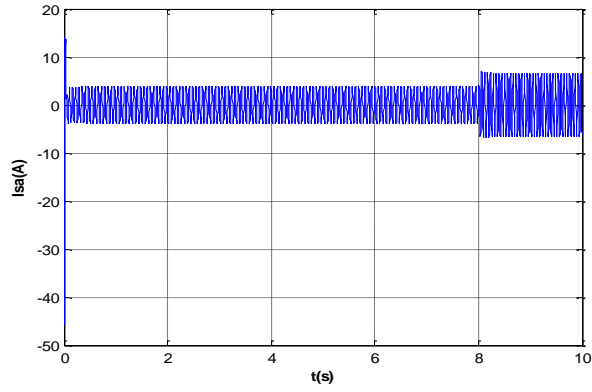
On aura à résoudre le système d'équation suivant:

$$\frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II.46})$$

$$\frac{K_{p\Omega} + f_v}{K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (\text{II.47})$$

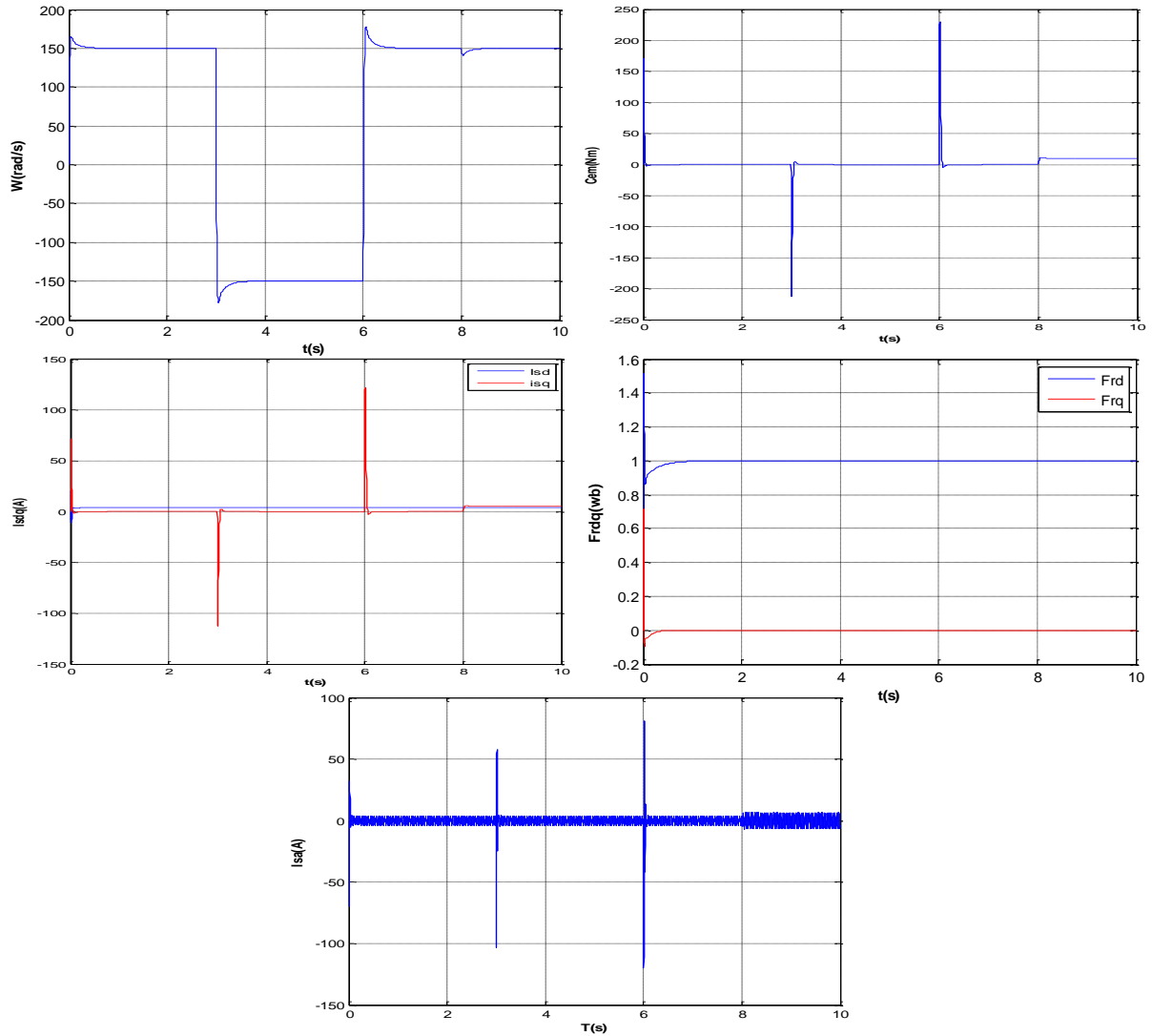
Les gains sont déterminés pour un coefficient d'amortissement ( $\xi = 0.7$ ), et un temps de réponse du système  $t_{rep} = 0.5s$ .





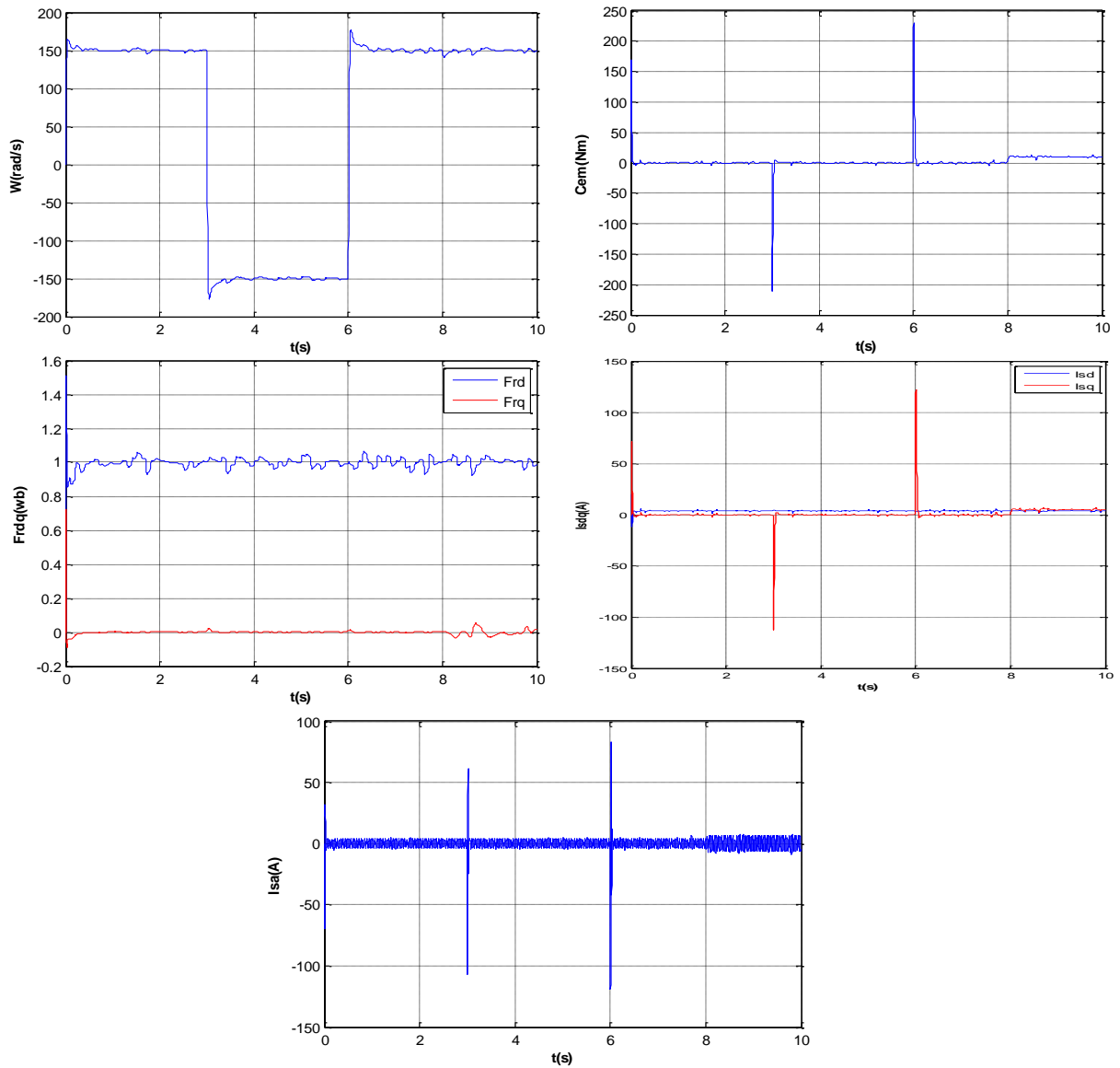
**Figure (II-11) : a)** Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS alimentée en tension lors du démarrage à vide puis en charge.

**Test 02 :** On a varié la vitesse de référence de la MAS de la valeur référentielle 150 rad/s à -150 rad/s et à des instants déferents à  $t = 3$  et  $t = 6$  s avec application de la charge de 5 N.m à l'instant  $t = 8$  s.



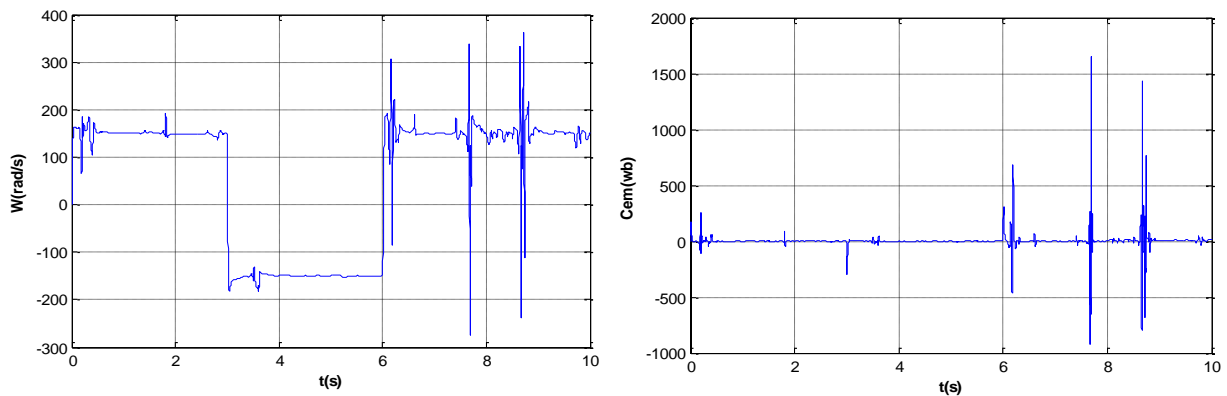
**Figure (II.12) : b)** Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS après la variation de vitesse de référence avec l'application de la charge

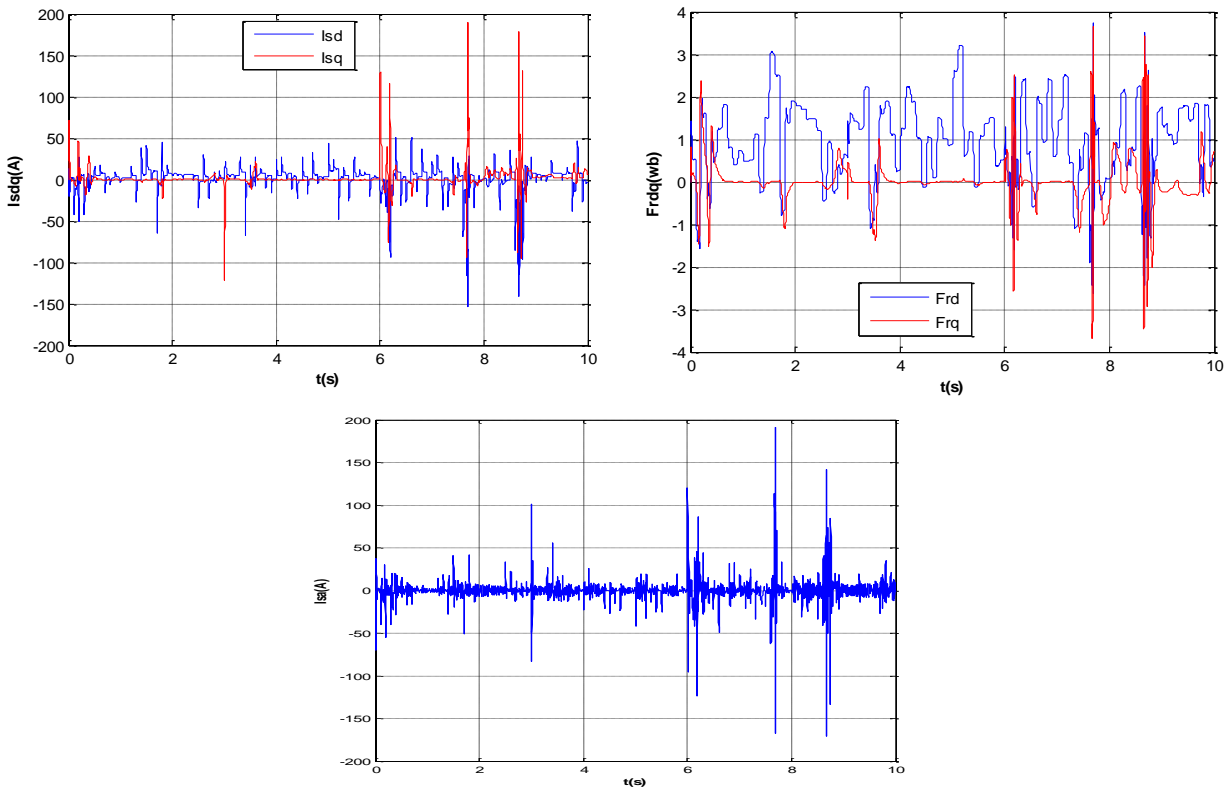
**Test 03** : Test identique au test 2 avec application du bruit de mesure :



**Figure (II-13) :** c) Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS après la variation de vitesse de référence avec l’application de la charge et en présence d’un bruit mesure.

**Test 04** : Test identique au test 3 avec application du bruit d’état :





**Figure (II-14) :**d) Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS après la variation de vitesse de référence avec l'application de la charge, et en présence de bruit mesure et du bruit d'état.

### Interprétations des résultats

a) Le premier test de la simulation montre le comportement de la MAS pour une consigne de vitesse de 100 rad/s on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, avec dépassement avec un temps de réponse court, on remarque aussi le couple électromagnétique atteint certaine valeur et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. Les réponses du courant statorique montrent le découplage créé par la commande vectorielle. Le flux aussi marque un pic, puis se stabilise à sa référence, tandis que la composante en quadrature fait un pic de 0.6 Wb et s'annule en régime établi.

Après l'application de la charge a  $t = 8s$  on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et l'effet de la perturbation de charge entraine une légère perte sur la vitesse qui est vite rétablie.

Le couple augmente puis il se stabilise à (5 N.m). Les courant statoriques sont perturbés par l'effet de la charge puis ils se stabilisent.

b) dans le deuxième test, avec la variation de la consigne de vitesse de rotation du MAS de la valeur (150 rad/s) à la valeur (-150 rad/s) à des instants différents et avec application d'un couple résistant de valeur (5 N.m) a  $t = 8s$ , on remarque que la vitesse suit la nouvelle consigne

avec un faible dépassement. L'allure du couple et du courant présente des pics lors de la diminution de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée. Grâce à l'action rapide du PI, la réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MAS.

c) dans le troisième test, le résultat est identique aux tests précédents mais apparitions des oscillations autour de la référence après l'application du bruit de mesure.

d) dans le quatrième test, le résultat est identique aux tests précédents mais les oscillations augmentent de plus en plus après l'application du bruit de mesure et du bruit d'état.

## **II.11. Conclusion**

Dans ce chapitre, la modélisation et la simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone sont présentées. Cette commande permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparée. Les résultats de simulation, nous conduisent à dire que la machine asynchrone commandée par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse. Les résultats obtenus par la commande proposée montrent sa robustesse vis-à-vis de variation de la vitesse et du rejet de perturbation.

Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradé en présence des bruits de mesure et des bruits d'état. Pour pallier à ce problème, des régulateurs robustes tels que la commande linéaire quadratique gaussienne peuvent être appliqués à la MAS en vue d'améliorer sa robustesse en présence de bruits. Ceci fera l'objet du quatrième chapitre.

# Chapitre III

---

---

**commande linéaire**  
**quadratique gaussienne**

### III.1. Introduction

Les problèmes de commande optimale se rencontrent dans la vie de tous les jours : comment arriver à destination le plus rapidement possible, comment minimiser sa consommation... Pour un système dynamique donné et dont les équations sont connues, le problème de commande optimale consiste alors à trouver la commande minimisant, un critère donné [12]. C'est sous cette forme que la commande optimale a été étudiée dès le 19<sup>ème</sup> siècle avec le calcul des variations. Une des grandes applications de la commande optimale a été l'application au lanceur Apollo dans les années 1960. Notons néanmoins que les difficultés soulevées par ce genre de problème sont loin d'être complètement résolues comme en témoignent les sessions dédiées à la commande optimale dans les conférences d'automatique. La commande optimale reste donc un sujet de recherche d'actualité.

Dans ce chapitre, on s'intéressera plus particulièrement aux systèmes linéaires dans le cas d'un critère quadratique, cas connu sous le nom de commande linéaire quadratique (LQ), et qui s'exprime sous la forme d'un retour statique d'état. On s'intéressera ensuite à la commande linéaire quadratique gaussienne (LQG) permettant de synthétiser un correcteur dynamique pour un système dont l'état n'est que partiellement mesuré [21].

### III.2. Commande linéaire quadratique (LQ)

On parle de commande linéaire quadratique : LQ ou LQR pour linear quadratic regulator. Le système est linéaire et la commande est quadratique. La commande optimale est un retour d'état. Le principe de la commande LQR est présenté dans la Figure (III-1) [12].

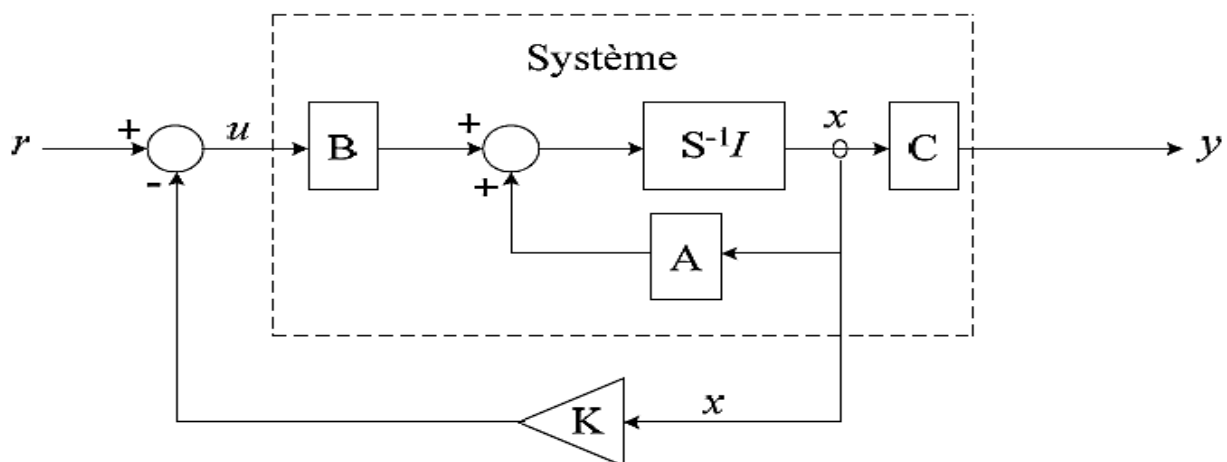


Figure (III-1) : principe d'une commande par retour d'état.

### III.2.1.Synthèse du régulateur LQR en temps continu

En temps continu, le système est représenté par le modèle linéaire déterministe

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (\text{III.1})$$

$$Y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$E(t) = x^d(t) - x(t) \quad (\text{III.3})$$

Où :

$X(t)$  : vecteur d'état de dimension  $n \times 1$

$u(t)$  : vecteur de commande de dimension  $m \times 1$

$Y(t)$  : vecteur sortie de dimension  $q \times 1$

$x^d(t)$ : vecteur de consigne

$e(t)$  : vecteur d'erreur

$A$  : matrice d'état ou d'évolution de dimension  $n \times n$

$B$  : matrice d'état ou de commande de dimension  $n \times m$

$C$  : matrice de sortie ou observation de dimension  $q \times n$

$D$  : matrice de transmission direct ou de couplage de dimension  $q \times m$

Une matrice  $D$  non nulle correspond à une transmission directe d'information entre l'entrée et la sortie, pour beaucoup de modèle de processus  $D=0$ .

La commande recherchée  $u$  doit minimiser le critère quadratique suivant:

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} [e^T(t)Qe(t) + u^T(t)Ru(t)] dt \quad (\text{III.4})$$

Où la matrice  $Q$  est symétrique, semi-définie positive,  $Q$  est une matrice de pondération qui donne un poids différent à chaque composante du vecteur d'erreur, tandis que la matrice  $R$  est symétrique définie positive, c'est la matrice de pondération de la commande, qui affecte un poids différent à chaque composante du vecteur de commande [22].

### III-2-2 Formulation du problème $LQ$ et sa solution

#### III.2.2. Calcul de loi de commande

##### III.2.2.1. Commande $LQ$ à horizon fini

Le problème de commande optimale consiste à minimiser le critère :

$$J(x_0, u) = \frac{1}{2} x^T(t_f) S x_f + \int_{t_0}^{t_f} \frac{1}{2} (x^T(t) Q(t) x(t) + u^T(t) R(t) u(t)) dt \quad (\text{III.5})$$

Soumis aux contraintes :

$$\dot{x}(t) = A(t) x(t) + B(t) u(t) \quad (\text{III.6})$$

Les matrices  $Q$  et  $R$  étant symétriques avec  $Q \geq 0, R > 0$

La résolution de ce problème est basée sur la méthode du maximum de Pontriaguine.

La première étape de cette méthode consiste à calculer l'Hamiltonien qui s'écrit comme suit :

$$H(x, u, \lambda, t) = \lambda^T A(t) x + \lambda^T B(t) u + \frac{1}{2} (x^T Q(t) x + u^T R(t) u) \quad (\text{III.7})$$

Le principe du maximum donne les conditions suivantes :

Condition de stationnarité :

$$\frac{\partial H}{\partial u} = B^T(t) \lambda + R(t) u = 0 \quad (\text{III.8})$$

Equation d'état adjointe :

$$\dot{\lambda} = -\frac{\partial H}{\partial x} = -A^T(t) \lambda - Q(t) x \quad (\text{III.9})$$

Condition terminales :

$$\lambda_f = S_f x_f \quad (\text{III.10})$$

De l'équation (III.8), on déduit :

$$u(t) = -R^{-1}(t) B^T(t) \lambda(t) \quad (\text{III.11})$$

Alors l'équation dynamique du système s'écrit :

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) - B(t)R^{-1}(t)B^T(t)\lambda(t) \quad (\text{III.12})$$

Les équations (III.9) et (III.12) peuvent se mettre sous la forme d'un système matriciel appelé système Hamiltonien :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x(t) \\ \lambda(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(t) & -B(t)R^{-1}(t)B^T(t) \\ -Q(t) & -A^T(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \lambda(t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

$$\text{Ecrivons : } \lambda(t) = P(t)x(t) \quad (\text{III.14})$$

L'équation (3.9) s'écrit alors

$$\dot{\lambda}(t) = -(A^T(t)\lambda(t) + Q(t))x(t) \quad (\text{III.15})$$

Avec  $\dot{\lambda}(t) = \dot{p}(t)x(t) + p(t)\dot{x}(t)$  et l'équation d'état (III.1) du système, l'équation (III.15) s'écrit (en omettant le temps afin d'alléger les notations) :

$$(\dot{\lambda} + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q)x = 0 \quad (\text{III.16})$$

La solution est alors obtenue en résolvant l'équation différentielle de Riccati suivante :

$$\dot{\lambda} + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (\text{III.17})$$

avec la condition finale  $P(tf) = S(tf)$  ( $x_f$  est libre) .

on remplace (III.14) dans (III.11), on obtient la commande optimale qui s'écrit sous la forme d'un retour d'état :

$$u(t) = -K(t)x(t) \quad (\text{III.18})$$

avec :

$$K = R^{-1}B^T P \quad (\text{III.19})$$

Néanmoins, n'oublions pas que, dans le cas présent,  $K$  varie en fonction du temps, même dans le cas d'un système et d'un critère à temps invariant (c'est-à-dire si les matrices  $A$ ,  $B$ ,  $Q$  et  $R$  ne dépendent pas du temps). En effet, la matrice  $P(t)$  reste dépendant du temps dans le cas d'un critère à temps fini.

### III.2.2.2. Commande $LQ$ à horizon infini

Nous nous intéressons ici au cas du système linéaire à temps variant précédent ou :

$$J(t_0, x_0, u) = \frac{1}{2} x_f^T S x_f + \int_{t_0}^{\infty} \frac{1}{2} (x^T Q(t) x + u^T R(t) u) dt \quad (\text{III.20})$$

On montre que ce critère est fini si le système est stabilisable à tout instant  $t$ , (c'est -à-dire) qu'à chaque instant, il existe un  $K(t)$  tel que les valeurs propres de  $A(t) - B(t)K(t)$  soient à partie réelle négative. Remarquons par ailleurs que la partie du critère concernant l'état final n'est plus pertinente car, sur un horizon infini, l'état tend vers zéro si le système bouclé est stable.

Dans le cas d'un problème LTI (linéaire à temps invariant), la commande optimale est un retour d'état statique  $u = -Kx$  ou  $k$  est exprimé par  $K = R^{-1} B^T P$  et  $P$  vérifie l'équation algébrique de Riccati : [23]

$$PA + A^T P - PBR^{-1}B^T + Q = 0 \quad (\text{III.21})$$

**NB :** on peut trouver l'équation de Lyapunov en boucle fermée à partir de l'équation de RICCATI en boucle ouverte (3.21) et du gain optimal (2.19), en rajoutant et en retranchant  $PBR^{-1}B^T$  dans (2.21) en aura [23].

$$(A - BK)^T P + P(A - BK) + Q + K^T P K = 0 \quad (\text{III.22})$$

### III.2.2.3. Choix des matrices de pondération

Les matrices de pondération sont, généralement, choisies diagonales où :

$$Q = \text{diag}(q_1, q_2, \dots, q_q) = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & q_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & q_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

$$R = \text{diag}(r_1, r_2, \dots, r_m) = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & r_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & r_m \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

Pour faire une évaluation initiale de  $Q$  et  $R$ , on se basera sur le calibrage physique des entrées-sorties correspondantes, en prenant :

$$r_i = \left[ \frac{1}{\sup(u_i)} \right]^2, i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{III.25})$$

$$q_i = \left[ \frac{1}{\sup(y_i)} \right]^2, i = 1, 2, \dots, q \quad (\text{III.26})$$

C'est la règle de Bryson.

On pourra ensuite raffiner le choix des pondérations par essais et erreurs en simulation.

Si on augmente  $Q$  par rapport à  $R$ , on aura globalement des réponses rapides au prix d'une commande plus énergique [24].

### III.3. Commande linéaire quadratique gaussienne (LQG)

Dans le cas de la commande LQR, la loi de commande est basée sur la représentation d'état du système. La difficulté de mesurer l'état, fait que l'on préfère utiliser la commande LQG. Cette dernière est bien adaptée lorsque l'état du système n'est pas directement mesurable ou que les mesures sont affectées par le bruit, et la synthèse de cette commande prend en compte les propriétés statistiques de perturbations, sans affecter la stabilité.

La synthèse LQG consiste donc à rechercher, à partir de cette mesure partielle, un régulateur qui minimise un critère quadratique de nature stochastique.

La commande LQG associe un observateur d'état basé sur le filtre de Kalman à la commande LQR. L'observateur est un système dynamique, dont les entrées sont constituées de l'entrée et de la sortie du système à commander, et qui a pour fonction de reconstruire l'état du système [25].

#### III.3.1. Synthèse d'une commande LQG

Soit le système dynamique stochastique d'équation d'état :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + w(t) \\ y = Cx(t) + Du(t) + v(t) \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Avec :  $w$  le bruit d'état et  $v$  le bruit de mesure sont des bruits blancs centrés de variance

$$E\{ww^T\} = w \geq 0 \text{ et } E\{vv^T\} = v \geq 0$$

Le problème LQG consiste en la minimisation du critère :

$$J(x_0, u) = \text{Lim} E \left\{ \frac{1}{t_f - t_0} \int_{t_0}^{t_f} ((e(t))^T Q e(t) + (u(t))^T R u(t)) dt \right\} \quad (\text{III.28})$$

où  $Q$  et  $R$  deux matrices de pondération avec,  $Q = Q^T \geq 0$  et  $R = R^T > 0$ ,

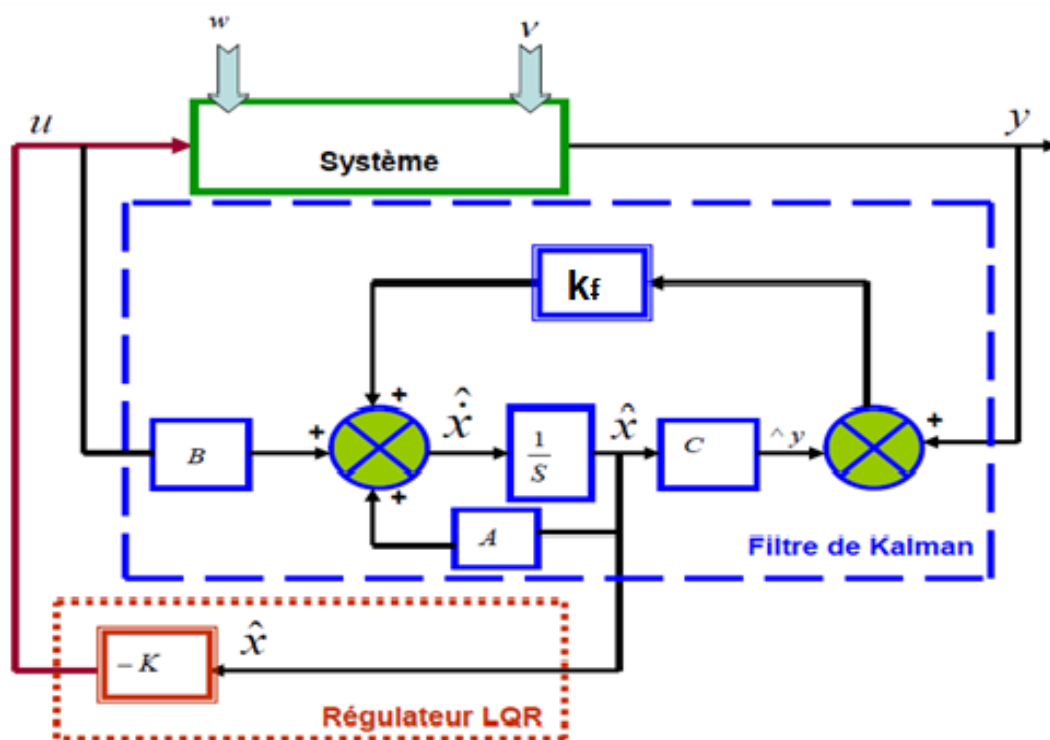


Figure (III-2) : La structure du contrôleur LQG

La solution de ce problème de commande optimale de processus stochastique est bien connue sous le nom de théorème de séparation. Ce théorème énonce que la solution du problème est composée de deux parties :

✓ Par un Filtre de kalman permettant de donner l'estimée  $\hat{x}$  de l'état  $x$  (au sens de la variance d'erreur minimale) qui est non biaisée et à variance minimale, d'où l'estimée optimale  $\hat{x}$  est donnée par l'équation classique du filtre de KALMAN :

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + k_f (y - C\hat{x} - Du) \tag{III.29}$$

Où  $K_f$  est le gain optimal du Filtre de KALMAN.

▪ **Calcul du gain optimal du Filtre de KALMAN :**

Nous allons maintenant calculer le gain de KALMAN  $K_f$  afin de minimiser la variance de l'erreur d'estimation  $\varepsilon_x = x - \hat{x}$  e l'état du système en régime permanent (c'est-à-dire lorsque ce signal aléatoire est devenu stationnaire et que l'effet de conditions initiales a

disparu).

Le critère mathématique que l'on cherche à minimiser est :

$$\min J_G \text{ avec } J_G = E \left[ \varepsilon_x^T \varepsilon_x \right]$$

A partir des équations (3.28) et (3.29), on déduit l'équation d'évolution de l'erreur d'estimation :

$$\dot{\varepsilon}_x = A \varepsilon_x + w - k_f (C \varepsilon_x + v) \quad (\text{III.30})$$

$$= (A - k_f C) \varepsilon_x + [I_n - k_f] \begin{bmatrix} w \\ v \end{bmatrix} \quad (\text{III.31})$$

En appliquant le théorème du passage d'un bruit blanc dans un système linéaire à l'équation

(3.31) :

Le vecteur d'entrée augmenté  $[w^T v^T]^T$  est un bruit blanc gaussien centré de densité spectrale  $\begin{bmatrix} w & 0 \\ 0 & v \end{bmatrix}$ , car  $w$  et  $v$  sont indépendants. On note  $m(t_0)$  et  $P_f(t_0)$  la moyenne et la covariance

de l'erreur d'estimation initiale  $\varepsilon_x(t_0)$ .  $\varepsilon_x(t)$  est un signal aléatoire gaussien de moyenne :

$$m(t) = E \left[ \varepsilon_x(t) \right] = e^{(A - k_f C)(t - t_0)} m(t_0)$$

Si le filtre est stable (les valeurs propres de  $(A - k_f C)$  sont à parties réelles négatives), alors,

après un régime transitoire au cours duquel l'erreur d'estimation initiale  $\varepsilon_x(t)$  est recalée, la moyenne de l'erreur d'estimation en régime permanent s'annule. On dit que l'estimateur est non biaisé [26].

De covariance :  $P_f(t) = [(\varepsilon_x(t) - m(t))(\varepsilon_x(t) - m(t))^T]$  vérifiant l'équation différentielle :

$$\dot{P}_f(t) = (A - k_f C) P_f(t) + P_f(t) (A - k_f C)^T + [I_n - K_f] \begin{bmatrix} w & 0 \\ 0 & v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_n^T \\ -k_f^T \end{bmatrix}$$

En régime permanent :  $\dot{P}_f(t) = 0$  et  $P_f(t) = p_f$  vérifie alors l'équation de LYAPUNOV

$$\text{continue : } (A - k_f C) P_f(t) + P_f(t) (A - k_f C)^T + [I_n - K_f] \begin{bmatrix} w & 0 \\ 0 & v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_n^T \\ -k_f^T \end{bmatrix} = 0$$

$$(A - k_f C) P_f + P_f (A - k_f C)^T + w + K_f V K_f^T = 0 \quad (\text{III.32})$$

Les équations (3.22) et (3.32) font apparaître une remarquable dualité entre l'estimation et la

commande avec les correspondances suivantes :

$$A \leftrightarrow A^T, k \leftrightarrow k_f^T, B \leftrightarrow C^T, p \leftrightarrow p_f, R \leftrightarrow V, Q \leftrightarrow w \quad (\text{III.33})$$

On a :  $K_f = P_f C^T V^{-1}$  où  $P_f$  est solution de l'équation de riccati suivante :

$$P_f A^T + A P_f - P_f C^T V^{-1} C P_f + w = 0 \quad (\text{III.34})$$

Avec  $P_f = P_f^T > 0$ .

✓ En appliquant l'estimé  $\hat{x}$  à la commande par retour d'état  $u(t) = -K\hat{x}(t)$  comme s'il était la mesure exacte du vecteur d'état  $x$ , où  $K$  est calculé en considérant le problème de commande optimale linéaire (méthode LQ) correspondant (en enlevant  $v$  et  $w$  de l'équation d'état (III.26) et  $E$  dans le critère (III.27)) :

$$u(t) = -K\hat{x}(t)$$

$$\text{avec: } \begin{cases} K = R^{-1} B^T P \\ PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

D'après la Figure (3-2), la représentation d'état du contrôleur LQG s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}} \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK - k_f C + k_f DK & k_f \\ -K & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ y \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

On déduit de l'équation d'état (3.36), la matrice de transfert du contrôleur  $K(s)$  :

$$K(s) = -K(sI - A + BK + K_f C - K_f DK)^{-1} K_f \quad (\text{III.37})$$

### III.4. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons essayé de présenter d'une façon générale la théorie de la commande linéaire quadratique et de la commande linéaire quadratique gaussienne. Cette théorie est appliquée dans beaucoup d'application et dans plusieurs disciplines avec succès. On a vu dans ce chapitre la procédure à suivre pour formuler un problème de commande LQ, ainsi que les étapes à suivre pour formuler un problème LQG ; la structure de la commande LQG été aussi présentée.



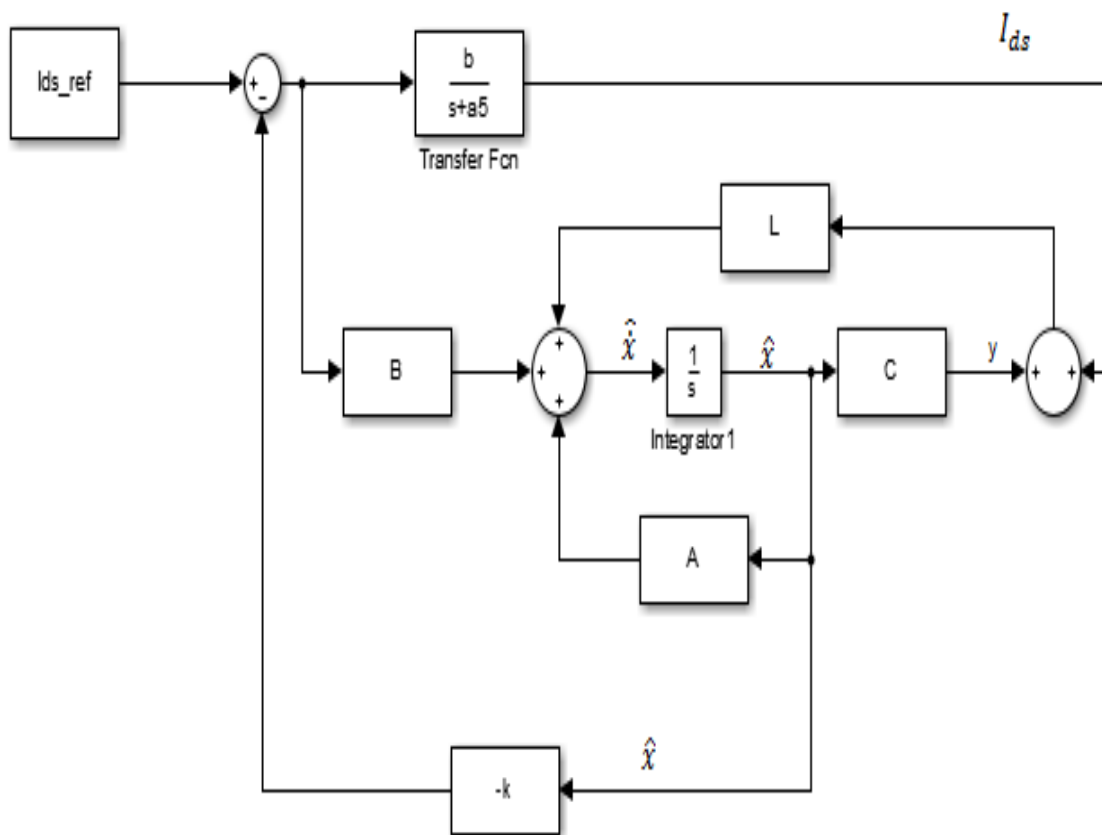
### III.5. Introduction

Dans ce chapitre on a étudié l'application de la commande linéaire quadratique gaussienne sur la machine asynchrone, dans les mêmes conditions de fonctionnement (références, charges, perturbations,...), et dans la même configuration de simulation numérique, La structure utilise un régulateur LQG.

La synthèse de ces régulateurs est illustrée par les schémas fonctionnels suivants :

### III.6. Régulation de courant

la figure suivante présente



**Figure (III-3):** Schéma détaillé de la boucle de régulation LQG du courant  $i_{ds}$ .

### III.7. Régulation du flux rotorique

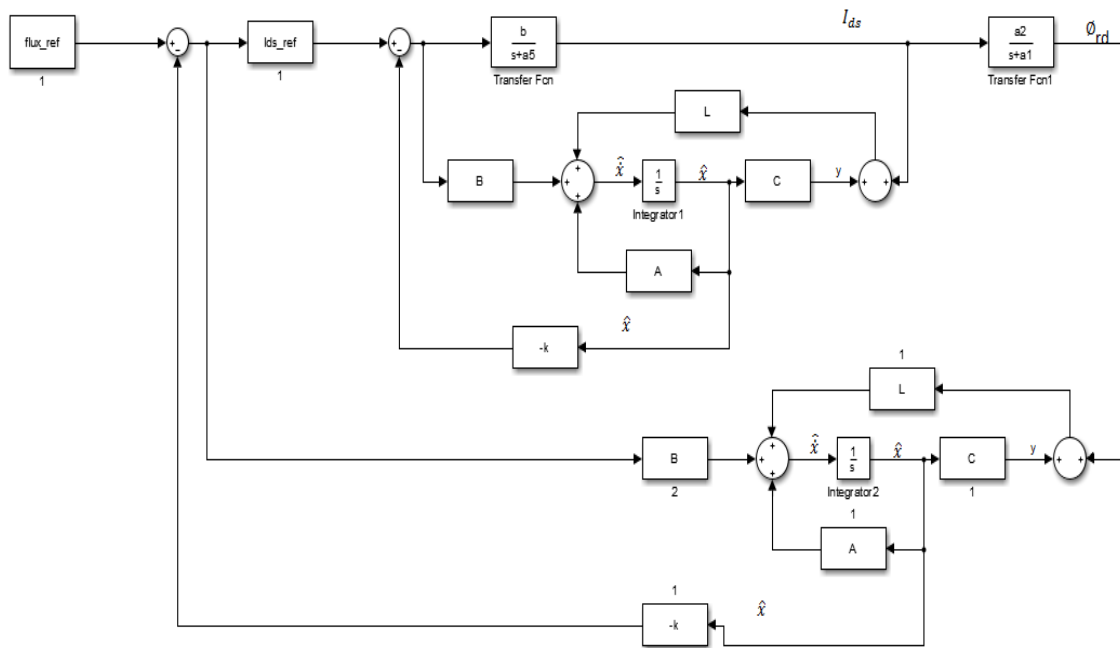


Figure (III-4): Schéma détaillé de la boucle de régulation LQG du flux

### III.8. Régulation de vitesse

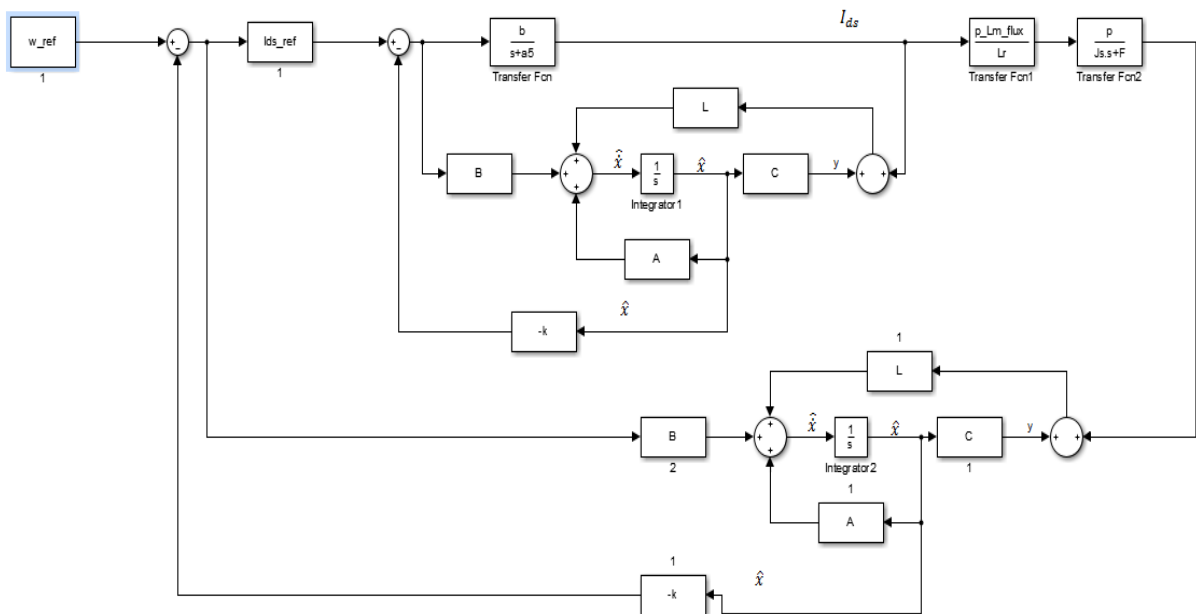


Figure (III-5): Schéma détaillé de la boucle de régulation LQG de la vitesse.

III.9 . Résultats de simulation :

Dans cette partie de simulation nous remplaçant chaque régulateur classique PI par un régulateur LQG.

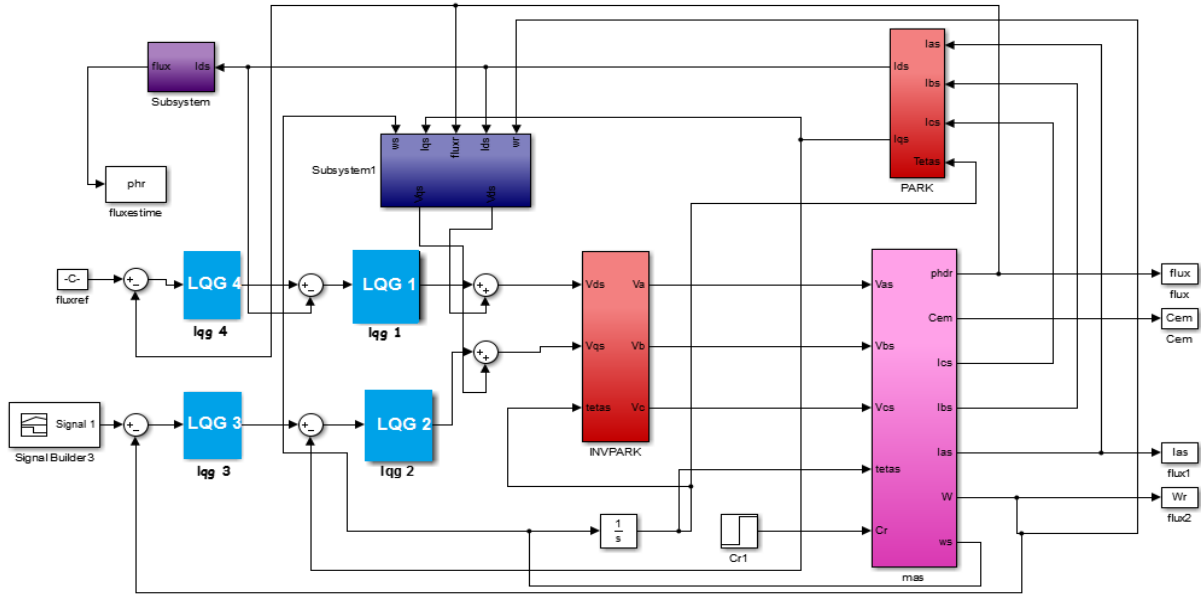
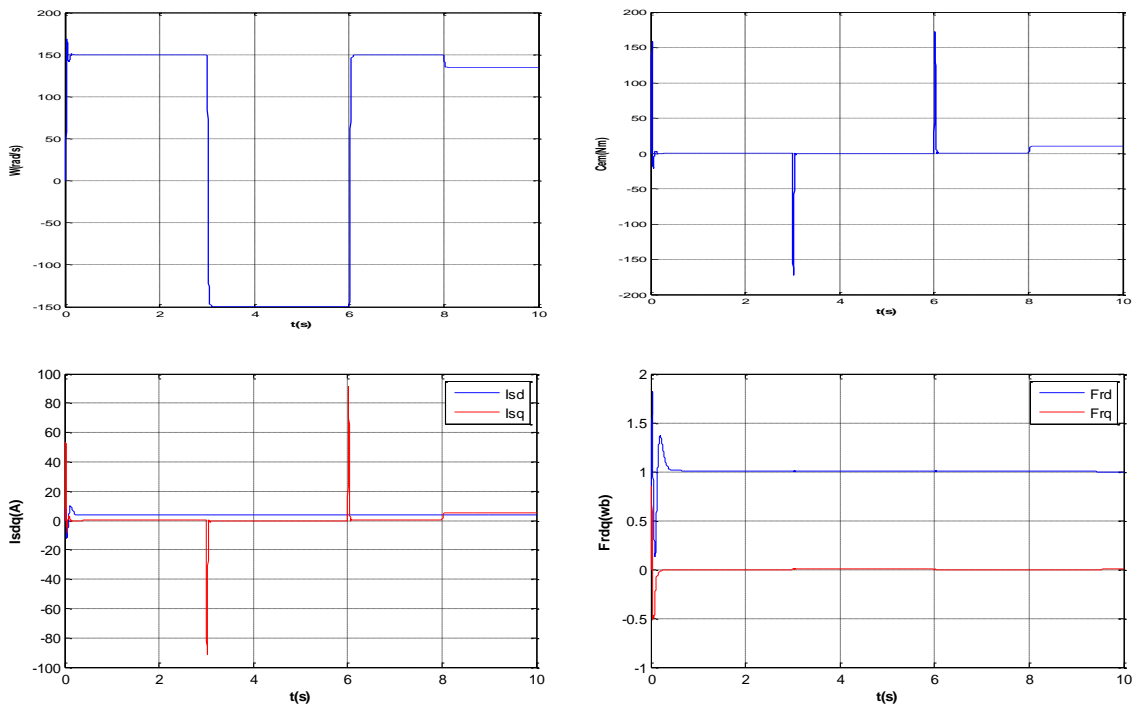
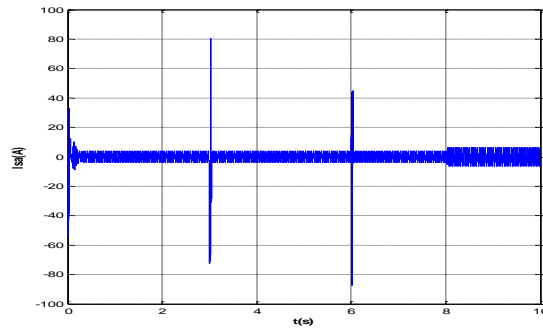


Figure (III-6) : Schéma de simulation de la MAS avec régulateur LQG.

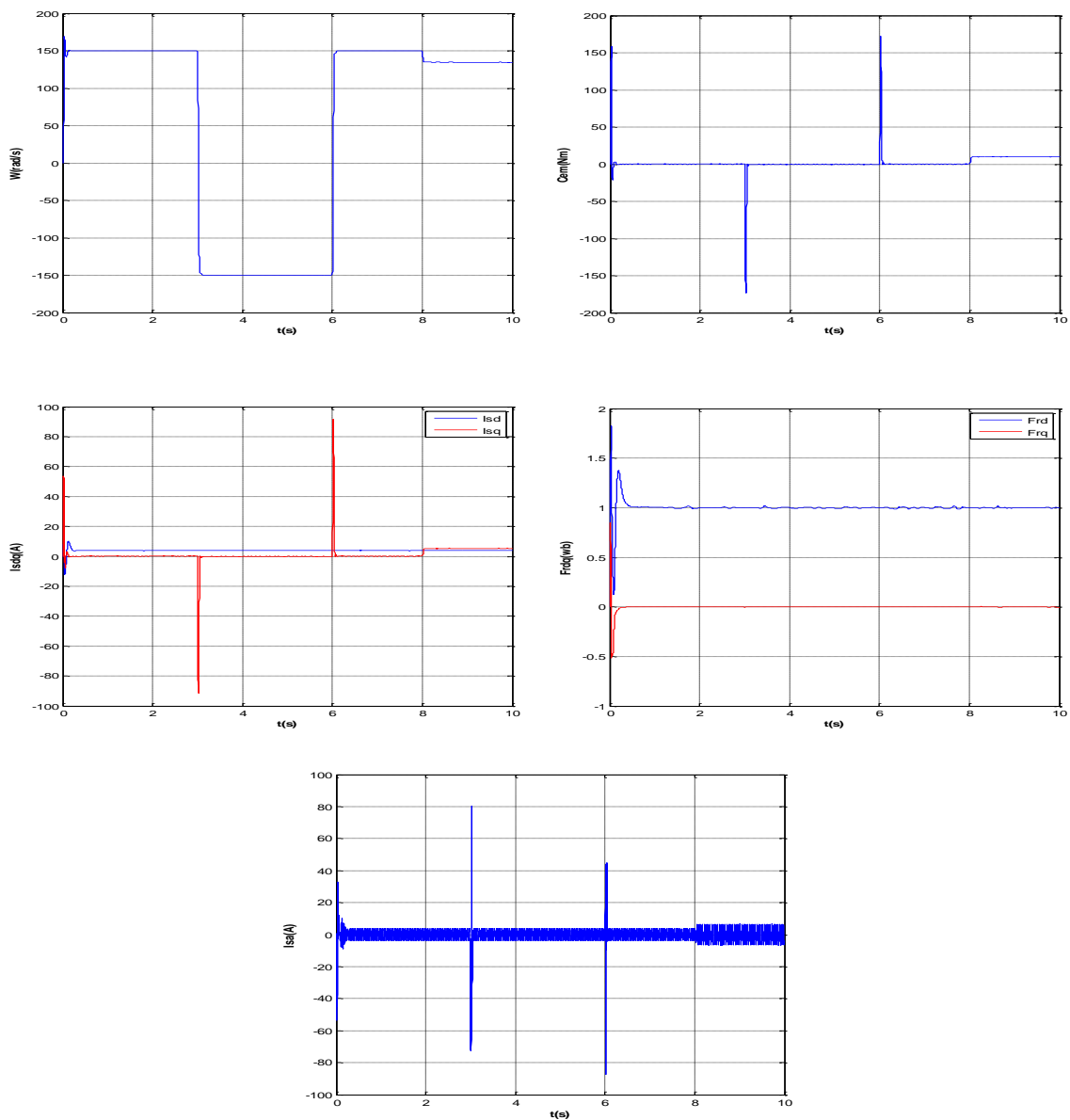
**Test 01 :** On a varié la vitesse de référence de la MAS de la valeur référentielle 150 rad/s à -150 rad/s dans des instants déferents aux instants  $t = 3$  et  $6$  s avec application de la charge de 5 N.m a l’instant  $t = 8$ s.





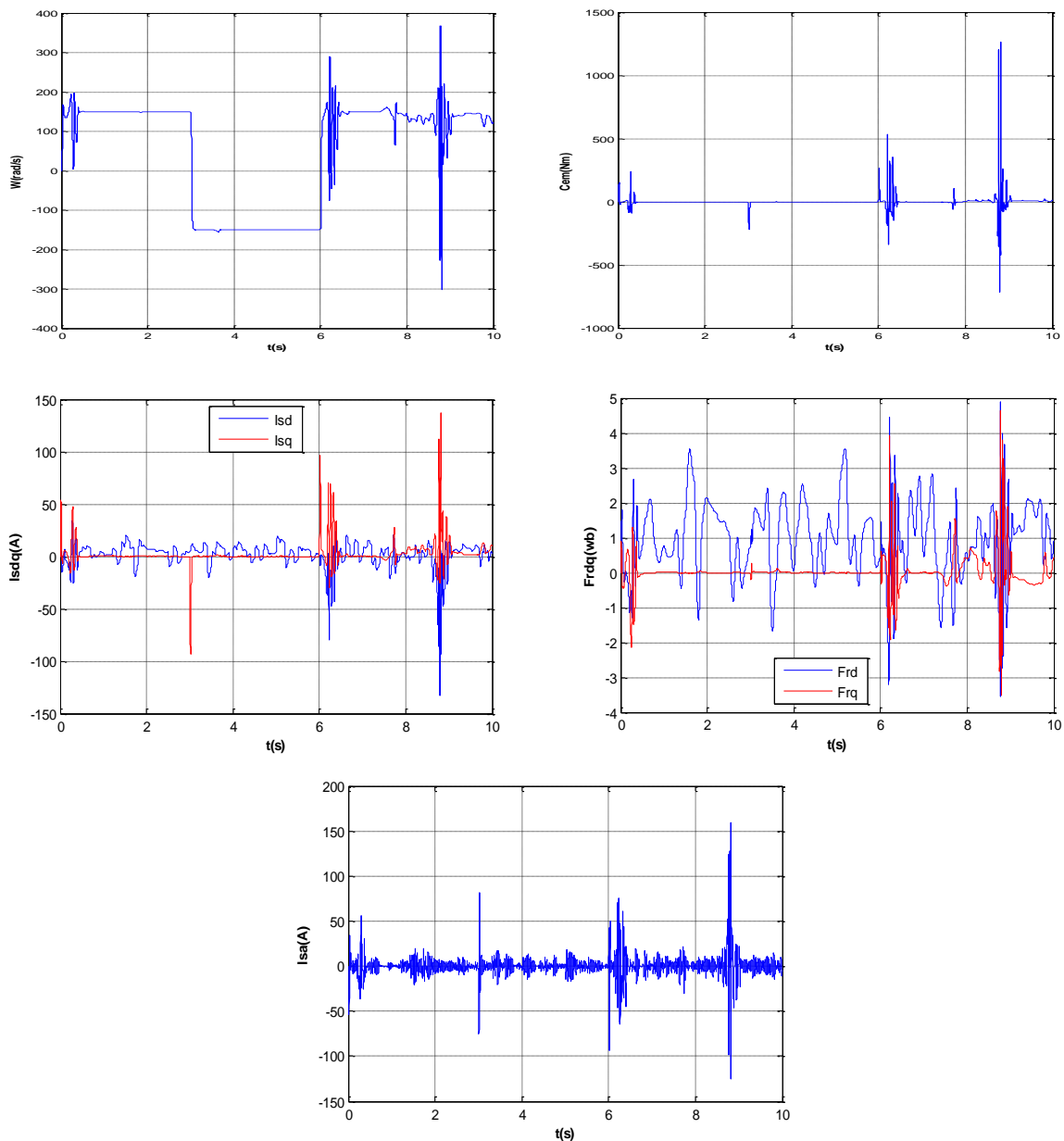
**Figure (III-7): a)** Résultats de simulation de LQG appliquée à la MAS avec variation de vitesse de référence et application de la charge à l’instant 8s.

**Test 02 :** Ce test est identique au test 01 en présence de bruit de mesure de puissance 0.1:



**Figure (III-8):b)** Résultats de simulation de LQG appliquée à la MAS après avec variation de vitesse de référence et application de la charge en présence de bruit mesure.

**Test 03 : Ce test est identique au test 01 avec présence du bruit d'état :**



**Figure (III-9):c)** Résultats de simulation de LQG appliquée à la MAS avec variation de vitesse de référence avec et application de la charge en présence de bruit mesure et du bruit d'état.

### Interprétations des résultats

a) Le premier test de la simulation montre le comportement de la MAS pour une variation de la consigne de vitesse de rotation du MAS de la valeur (150 rad/s) à la valeur (-150 rad/s) à des instants différents avec application d'un couple résistant de valeur (5 N.m) à  $t = 8$ s, on remarque que la vitesse suit la nouvelle consigne avec un faible dépassement. L'allure du couple et du courant présente des pics lors de la variation de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée. Grâce à l'action rapide du correcteur LQG, la réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MAS.

- b) Dans le deuxième test, le résultat est identique aux tests précédents mais il y a apparition d'oscillations après l'application du bruit de mesure.
- c) Dans le troisième test, le résultat est identique aux tests précédents mais les oscillations incertitudes augmentent de plus en plus après l'application du bruit de mesure et du bruit d'état.

### **III.10. CONCLUSION :**

Dans ce chapitre, nous avons proposé la commande linéaire quadratique gaussienne pour le réglage de vitesse, courants et le flux d'une machine asynchrone à cage d'écureuil dont le but est d'obtenir de bonnes performances.

Le choix de la commande linéaire quadratique gaussienne est bien adapté lorsque l'état du système n'est pas directement mesurable ou que les mesures sont affectées par le bruit.

Les résultats obtenus pour le réglage de la vitesse, les courants et le flux d'une machine asynchrone par l'application du régulateur LQG ont montré un comportement satisfaisant et des performances meilleures en présence des bruits par rapport au régulateur classique. Par contre le régulateur PI est plus robuste que le régulateur LQG dans le cas de rejet de perturbations.

# Conclusion générale

---

---

## CONCLUSION GENERALE

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire est la synthèse d'une stratégie de commande linéaire quadratique gaussienne pour l'appliquer à la machine asynchrone en vue d'améliorer les performances de cette dernière.

Après avoir introduit une description détaillée de la machine asynchrone dans un repère triphasé et biphasé un rappel théorique de la modélisation de machine asynchrone est présenté dans le premier chapitre. Dans le deuxième chapitre une brève présentation de la technique de commande vectorielle est donnée, nous avons appliqué cette commande à la machine asynchrone en fonctionnement moteur. Les performances de ce type de réglage obtenues par simulation ont été exposées et commentées.

Pour améliorer les résultats obtenus un régulateur LQG a été introduit, Les résultats de simulations obtenus montrent une amélioration du comportement de la machine. Dans le cas de la commande LQR, la loi de commande est basée sur la représentation d'état du système. La difficulté de mesurer l'état, fait que l'on préfère utiliser la commande LQG. Cette dernière est bien adaptée lorsque l'état du système n'est pas directement mesurable ou que les mesures sont affectées par le bruit, et la synthèse de cette commande prend en compte les propriétés statistiques de perturbations, sans affecter la stabilité.

On visualisant les résultats obtenus pour le réglage de la vitesse, les courants et le flux d'une machine asynchrone par l'application de régulateur PI ainsi de régulateur LQG. On remarque que ce dernier a montré un comportement satisfaisant et des performances meilleurs dans le cas de la présence de bruits par rapport au régulateur classique. Par contre le régulateur PI est plus robuste que le régulateur LQG dans le cas de rejet de perturbation, car les caractéristiques statistiques de la perturbation ne sont pas prises en charge par le modèle de Kalman.

Comme perspective à notre travail, on propose d'introduire un observateur pour la perturbation (entrée inconnue), afin d'estimer son action pour la prendre en charge par le correcteur LQG, puis combiner l'action PI et LQG pour avoir peut être de meilleurs performances.



# Bibliographie



---

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Kouzi. K**, « Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction sans Capteur Vitesse par un Réglage PI Flou à Gains Flous Adaptés Associé à un Observateur d'Etat par Modes de Glissement ». Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2002.
- [2] **W. BOUGHANMI**, « Eco-conception des motorisations électriques : application a la machine asynchrone », Thèse de Doctorat en sciences en Génie Electrique, Université d'Artois – Ecole Doctorale Sciences Pour l'Ingénieur, 2012.
- [3] **H. FERHAT**, « Commande adaptative floue d'un moteur Asynchrone », Mémoire de Master en génie électrique, université de Mohamed Boudiaf- m'sila, 2015/2016.
- [4] **H. REGHIOUI**, « Amélioration des performances de la commande directe de Couple (DTC) appliquée à une machine asynchrone triphasée », Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider – Biskra.
- [5] **kh. YAHIA**, « Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé ». Mémoire de Magister En Electrotechnique. Université Mohamed Khider De Biskra. 2005.
- [6] **M. TOUFOUTI**, « contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat en sciences en électrotechnique, Université Mentouri de Constantine, 2008.
- [7] **D. Djedjai, H. Hammi**, « Etude et modélisation du moteur asynchrone à double cage », Mémoire de Master en Electrotechnique, université Kasdi Merbah Ouargla, 2015/2016.
- [8] **L. RABIA**, « Modélisation, identification expérimentale et commande vectorielle d'un moteur asynchrone triphasé à cage », Mémoire de Master en Electrotechnique Industrielle, université Kasdi Merbah Ouargla, 2014/2015.
- [9] **A. HAMADOU, A. NESSISSEN**, « Modélisation numérique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil. », Mémoire De Master En Génie Electrique, Université Djilali BOUNAAMA - Khemis Miliana, 2015.
-

---

[10] **M. MOUSSA ZERBO**, « identification des paramètres et commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage »,Thèse de doctorat en génie électrique, université du Québec, janvier 2008.

[11] **T.DJEDIDI, A.DECHOUCHA**, « Commande par Mode de Glissement par Imposition des Pôles d'une Machine à Induction Linéarisée par Orientation du Flux.», Mémoire D'ingénieur d'état, université de Mohamed Boudiaf- m'sila,2004 / 2005.

[13] **I. BEDDIAR, Y. HIDEB**, «Commande par mode de glissement d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux», Mémoire master académique en génie électrotechnique, université kasdi merbah Ouargla,04/06/2017

.

[14] **M. BOUGLAM**, «Synthèse des observateurs non linéaires appliqués à la commande sans capteur de la machine asynchrone». Mémoire De Master En Génie Electrique. Université De M'sila.2012/2013.

[15] **A. ACHOUR, A. AICHOUCHE** , «Réglage par modeglissant d'une machine asynchrone»,Mémoire D'ingénieur d'état en électrotechnique, université Mohamed Boudiaf- m'sila,2004-2005.

[16] **B. K. Bose**, «Power electronics and AC drives», Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall.1986.

[17] **KH. HALLOUCHE , Y. NEFNAF** ,«Commande des machines a induction en tenant compte des défauts », Mémoire D'ingénieur D'état en Electrotechnique. . Université De M'sila .2007/2008.

[18]**I. DEGHNOUCHE, L. HELLALI, O. MOUSSA**,« Commande Par "PI" D'une Machine Asynchrone Avec Cassure Des Barres Rotoriques ». Mémoire D'ingénieur D'état en Electrotechnique. Université Mohamed Boudiaf DeM'sila. 2009/2010.

[19] **L. BAGHLI**, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisant de la logique floue,des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat de l'université d'HenriPoincaré, Nancy-I, Janvier 1999.

[12]**H. MERABET BOULOUIHA** ,«Techniques de commande avancée »,Electrotechnique, cours,universitaire de Rélizane Ahmed Zabana,2014/2015.

---

[21] **E. LAROCHE**, « commande optimale »,Automatique et vision , cours,2009/2010.

[22] **L. NOUALI, S. MEZAR**, «commande linéaire quadratique gaussienne de la suspension active d'un véhicule »,Mémoire D'ingénieur D'état en automatique,université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2005/2006.

[23]**D. BENHADDOUCHE**, «Commande Optimale Appliquée à un Robot Mobile», Mémoire de magister en électronique, Université de Batna,2013.

[24] **L. Ferhat**, «Mise en œuvre d'une stratégie de commande neuro floue : Application à un pendule inversé»,Mémoire de Magister en Automatique,université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou ,16.03.2011.

[25] **L. HADJOU**, «Contrôle actif robuste d'une structure flexible», Mémoire Masteracadémique en automatiqueOption commande des systèmes,université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou ,15 /07 /2010.

[26] **M. LARABI**, «Commande Robuste par la Synthèse LQG/LTR», Mémoire de Magister en Automatique Option Commande Avancée,université badji mokhtar Annaba ,2008.

---



# Annexe



## ANNEXE

### A.1. Les paramètres de la machine Asynchrone [2]

Paramètres	Valeurs (S.I)
Fréquence	50
Puissance	1500 W
Tension d'alimentation	220/380 V
Nombre de paires de pôles	2
Résistance rotorique	3.08 $\Omega$
Résistance statorique	4.58 $\Omega$
Inductance cyclique du stator	0.274 H
Inductance cyclique du rotor	0.274 H
Cos $\varphi$	0.8
Inductance mutuelle	0.258 H
Coefficient de frottement	0.000019
Courant nominale	2.83/ 4.91A
Moment de d'inertie du rotor	0.031 kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement visqueux	220/380 V

### A.2. Régulateur PI des courants

On a utilisé un régulateur PI pour la régulation des courants, et afin de valider nos résultats de simulation on a adopté le choix de la référence :

$$K_p = 15.8504, K_i = 1254.4$$

### A.3. Régulateur PI de vitesse

On a utilisé un régulateur PI pour la régulation de la vitesse, et afin de valider nos résultats de simulation on a adopté le choix de la référence :

$$K_p = 0.6, K_i = 3.5$$

#### **A.4.Régulateur PI**

On a utilisé un régulateur PI pour la régulation de la flux, et afin de valider nos résultats de simulation on a adopté le choix de la référence :

$$K_p= 33.2772, K_i = 135.3372$$

---

# MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VU DE L'OBTENTION DU DIPLOME

## MASTER EN ELECTROTECHNIQUE

### SPECIALITE : COMMANDE ELECTRIQUE

Proposé et dirigé par : **Mr. OUBABAS Hocine**

Présenté par : **KABAHOUM Sabir et MADANI Asma**

## THEME

### Commande linéaire quadratique gaussienne d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil

#### Résumé :

Ce mémoire, présente une étude de la modélisation, de la commande en vitesse de la machine asynchrone MAS alimentée en tension.

Deux commandes sont appliquées pour régler la vitesse de la machine ; l'une c'est la commande vectorielle et l'autre c'est la commande linéaire quadratique gaussienne. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer la robustesse de ces techniques de commande.

**Mots clés :** MAS, commande vectorielle, commande linéaire quadratique gaussienne, filtre de kalman.

#### ملخص:

هذه المذكرة تقدم لنا دراسة نمذجة وتحكم في السرعة للمحرك التحريضي قفص السنجاب مغذى بمنبع ثلاثي الطور. من اجل التحكم في السرعة نطبق التحكم الشعاعي والتحكم الخطي التربيعي الغاوسي. قدمنا نتيجة المحاكاة من اجل تحقيق تقنية تحكم متينة.

**كلمات مفتاحية:** للمحرك التحريضي، التحكم الشعاعي، التحكم الخطي التربيعي الغاوسي، فلتريكالمان.

**N° d'ordre : CE-07**