

RÉPUBLIQUE ALGERIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

*Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj*

*Faculté des Sciences et de la Technologie*

*Département d'Électromécanique*

*Mémoire*

*Présenté pour obtenir*

**LE DIPLÔME DE MASTER**

Filière : **AUTOMATIQUE**

**Spécialité : Automatique et Informatique Industrielle**

Par

- **SAOUDI Hamza**
- **SLIMANI Islam**

*Thème*

***ESTIMATION ET SUIVI DES PARAMÈTRES D'UN MOTEUR À  
INDUCTION***

*Soutenu le : ...../...../2022*

*Devant le Jury composé de :*

<i>Nom &amp; Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Établissement</i>
<i>M. LAYADI Toufik Madani</i>	<i>MCA</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. IRATNI Abdelhamid</i>	<i>MCA</i>	<i>Encadrant</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. MEDJMADJ Slimane</i>	<i>MCA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. BENHENICHE Abdelhak</i>	<i>MCA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

*Année Universitaire 2021/2022*

## ***Dédicaces***

*Nous tenons à dédier ce modeste travail à la mémoire de nos familles et nos amis, frères et sœurs.*

*vivants ou décidés*

*En plus, nous témoignons notre gratitude à nos parents pour nous avoir encouragés et supportés durant toutes cette période d'étude.*

*Particulièrement leurs soutiens inconditionnels.*

## ***Remerciements***

*Nous remercions notre encadreur Abdelhamid Iratni pour ses orientations et assistances avant et durant l'accomplissement de ce travail proposé par ses soins. Il nous a été d'un grand secours pour le côté théorique et pratiques. Nos vifs remerciements vont à l'égard de toute l'équipe du laboratoire de recherche de l'université de Bordj Bou-Arréridj « Bachir Ibrahimi ». Nous souhaitons la réussite pour la promotion Master 2 de l'année 2021-2022.*

*Nous sommes reconnaissants à tous l'enseignants du département de l'électromécanique pour leurs compréhensions et patiences devant notre curiosité intellectuelle.*

*Pour tous les membres de jury recevez nos respects et considérations pour avoir accepté le jugement de ce mémoire et des remarques fondées qui nous ont formulées dans un esprit purement scientifique et des conseils prodigués pour l'amélioration de ce travail et d'éventuels engagement dans la voie de la recherche.*

*Nos remerciements encore une fois nos familles et nos amis et ceux qui nous ont accordés toute leurs attentions.*

## *Résumé*

Les moteurs asynchrones sont le meilleur choix pour une variété d'applications industrielles, compte tenu de leur fiabilité, de leur robustesse et de leurs coûts de fabrication relativement faibles. Le travail présenté dans ce mémoire vise à mettre en œuvre une technique d'estimation et d'identification des grandeurs de moteurs à induction. Dans la première partie, nous avons introduit la commande vectorielle des moteurs asynchrones, puis nous avons étudié le filtre de Kalman étendu pour estimer la vitesse du MAS. La deuxième partie est consacrée à l'identification des paramètres du moteur à induction basée sur la technique d'optimisation par essaim de particules (PSO). Des simulations numériques ont été réalisées sur Matlab pour vérifier la méthode

**Mots clés :** moteur asynchrone, Commande vectorielle (FOC), filtre de Kalman étendu, l'optimisation par essais de particules (PSO), Identification, estimation.

## *ABSTRACT*

Induction motors are the best choice for a variety of industrial applications, given their reliability, ruggedness, and relatively low manufacturing costs. The work presented in this article aims to implement a technique for estimating and identifying the quantities of induction motors. In the first part, we introduced the vector control of asynchronous motors, and then we studied the extended Kalman filter to estimate the speed of the MAS. The second part is devoted to the identification of the induction motor parameters based on the particle swarm optimization (PSO) technique. Numerical simulations were performed on Matlab to verify the proposed method.

**Keywords :** asynchronous machine, vector control (FOC), extended Kalman filter, particle swarm optimization (PSO), identification, estimation.

## *ملخص*

الألة غير المتزامنة هي الاختيار بامتياز للعديد من التطبيقات الصناعية نظرًا لموثوقيتها وقوتها وتكلفة تصنيعها المنخفضة نسبيًا

يهدف العمل المقدم في هذه الرسالة إلى تنفيذ تقنية لتقدير وتحديد كميات الألة غير المتزامنة

في الجزء الأول، قدمنا عنصر تحكم ناقل للآلة غير المتزامنة ثم ذهبنا لدراسة مرشح كالمان الممتد لتقدير سرعة MAS

الجزء الثاني مخصص لتحديد معالم المحرك غير المتزامن الذي يطبق التقنية القائمة على تحسين سرب الجسيمات (PSO)

**الكلمات المفتاحية:**

آلة غير متزامنة، تحكم شعاعي (FOC)، مرشح كالمان الممتد (EKF)، تحسين سرب الجسيمات (PSO)، التحديد، التقدير

# *Notations et Symboles*

FOC : Field oriented control (flux rotorique orienté).  
MAS : Machine asynchrone.  
EKF : filtre de Kalman étendu.  
PSO : Particule Swarm Optimization (Optimisation par Essaims Particules).  
PI : Proportionnel intégrale.  
 $\omega_{sr}$  : Pulsation électrique de glissement [rad /sec].  
 $\varphi_s$  : Flux statorique.  
 $\varphi_r$  : Flux rotorique.  
 $\varphi_{rd}\varphi_{rq}$  : Flux rotorique dans le référentiel (d, q).  
 $\varphi_{r\alpha}\varphi_{r\beta}$  : Flux rotorique dans le référentiel ( $\alpha$ ,  $\beta$ ).  
 $f_s$  : Fréquence statorique.  
 $V_s$  : Tension statorique.  
 $V_{rd}V_{rq}$  : Tension statorique dans le référentiel (d, q).  
 $V_{s\alpha}V_{s\beta}$  : Tension statorique dans le référentiel ( $\alpha$ ,  $\beta$ ).  
 $V_{sd}V_{sq}$  : Tension statorique dans le référentiel (d, q).  
 $i_r$  : Courant rotorique.  
 $i_s$  : Courant statorique.  
 $i_{sd}i_{sq}$  : Courant statorique dans le référentiel (d, q).  
 $i_{rd}i_{rq}$  : Courant rotorique dans le référentiel (d, q).  
dq : Axe correspondants au référentiel lié au champ tournant.  
abc : Repère abc.  
 $\alpha\beta$  : Référentiel fixe.  
 $\omega_r$  : Vitesse électrique du rotor.  
 $\omega_{gl}$  : Vitesse de glissement.  
 $\Omega$  : Vitesse mécanique du rotor.  
P : Nombre de pair de pôle.  
 $C_e$  : Couple électromagnétique.  
 $C_r$  : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.  
J : Moment d'inertie de la partie tournante.  
M : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.  
 $L_s L_r$  : Inductance cyclique propre statorique et rotorique par phase.  
 $R_s R_r$  : Résistances par phase du stator et du rotor.  
 $T_r$  : Constante de temps rotorique.  
 $T_s$  : Constante de temps statorique.  
 $\sigma$  : Coefficient de dispersion total.  
c : Coefficient d'accélération.  
r : Nombre aléatoire entre [0 ; 1].  
Gbest : Meilleure position pour toutes les particules de l'essaim.  
Pbest : Meilleure position pour une particule de l'essaim.

## SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chapitre I.....	2
Modélisation de la machine asynchrone .....	2
I-1 Introduction .....	3
I-2 Constitution du moteur asynchrone.....	3
I-3 Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone .....	4
I-4 Avantages et inconvénients d'un moteur asynchrone .....	5
I-5 Modélisation de la Machine asynchrone .....	5
I-5.1 Hypothèses simplificatrices.....	6
I-5.2 Modèle triphasé de la machine asynchrone .....	6
I-6 Transformation de Park .....	9
I-6.1 Équations de la machine dans le modèle de Park.....	10
I-6.2 Choix du référentiel.....	12
I-6.3 Représentation d'état du modèle de machine asynchrone.....	12
I-7 Simulation du modèle de la machine asynchrone.....	13
I-8 Interprétation des résultats de simulation .....	16
I-9 Conclusion.....	17
Chapitre II .....	18
Commande sans capteurs de la MAS.....	18
II.1 Introduction .....	19
II.2 La Commande vectorielle par orientation du flux.....	19
II.2.1 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique.....	20
II.2.2 Types de la commande vectorielle .....	22
II.2.2.1 Commande vectorielle directe .....	22
II.2.2.2 Commande vectorielle indirecte.....	22
II.2.3 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique .....	23
II.2.3.1 Système d'équations liées au flux rotorique.....	23
II.2.3.2 Découplage entré-sortie.....	24
II.2.3.3 Découplage par compensation.....	24
II.2.3.4 Bloc de défluxage .....	25
II.2.3.5 Régulation.....	26
II.2.4 Présentation des résultats de simulation .....	29
II.2.5 interprétations des résultats de simulation.....	32

II.3 Estimation de la vitesse par filtre de Kalman étendu d'un MAS.....	33
II.3.1 Introduction .....	33
II.3.2 LES OBSERVATEURS.....	33
II.3.3 Classification Des Observateurs .....	34
II.3.4 Filtre de Kalman .....	34
II. 3.4.1 Définition.....	34
II. 3.4.2 Domaines d'utilisation.....	34
II. 3.4.3 Principe du filtre de Kalman.....	35
II. 3.4.4 Algorithme du filtre de Kalman.....	36
II.3.5 Filtre de Kalman étendu .....	38
II. 3.5.1 Algorithme de filtre de Kalman étendu .....	39
II. 3.5.2 Avantage et Inconvénient de FK .....	40
II.3.6 Application de FKE à l'estimation de la vitesse de rotation de la MAS .....	41
II.3.7 Résultats des tests de simulation .....	43
II.4 CONCLUSION .....	45
Chapitre III.....	46
Identification des paramètres du MAS par la méthode PSO.....	46
III.1 Introduction .....	47
III.2 Optimisation Par Essaims de Particule.....	47
III.2.1 Définition .....	47
III.2.2 Principe du PSO .....	48
III.2.3 Étapes de l'algorithme PSO .....	50
III.2.4 Topologie du voisinage .....	51
III.2.5 Critère d'arrêt.....	52
III.2.6 Avantages et inconvénients de la technique PSO.....	52
III.3 Identification paramétrique du MAS par la méthode PSO.....	52
III.3 .1 Simulation et discussions .....	54
III.3 .2 interprétations des résultats de simulation.....	56
III.4 Conclusion.....	58
Conclusion générale .....	59

## Liste des figures

- Figure I.1** : moteur asynchrone à cage.  
**Figure I.2** : un rotor à cage.  
**Figure I.3** : un rotor à bagues.  
**Figure I.4** : interactions rotor stator.  
**Figure I.5** : Représentation spatiale des enroulements de la machine asynchrone.  
**Figure I.6** : transformation des axes réels aux axes (d-q).  
**Figure I.7** : représentation des axes de la machine.  
**Figure I.8** : La vitesse (rad/s).  
**Figure I.9** : le couple (N.m).  
**Figure I.10** : Courent statorique (A).  
**Figure I.11** : Flux rotorique (wb).  
**Figure I.12** : La vitesse (rad/s).  
**Figure I.13** : le couple (N.m).  
**Figure I.14** : Courent statorique (A).  
**Figure I.15** : Flux rotorique (wb).  
**Figure.II.1** : orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).  
**Figure.II.2** : l'équivalence entre et la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS.  
**Figure.II.3** : Schéma-bloc de découplage par flux orienté.  
**Figure.II.4** : Reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$ .  
**Figure.II.5** : Bloc de défluxage.  
**Figure.II.6** : Schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une MAS  
**Figure.II.7** : Représentation de la commande par PI.  
**Figure.II.8** : Schéma bloc de la régulation du courant statorique isd.  
**Figure.II.9** : Schéma bloc de la régulation du courant statorique isd.  
**Figure.II.10** : Schéma bloc de la régulation de vitesse.  
**Figure.II.11** : Le Couple électromagnétique  $C_{em}$  (N.m).  
**Figure.II.12** : La vitesse de rotation  $W$  (rad/sec).  
**Figure.II.13** : Courant statorique isa (A).  
**Figure.II.13** : Courant statorique Ids (A).  
**Figure.II.14** : Courant statorique Iqs (A).  
**Figure.II.14** : Flux rotorique Fdr (Wb).  
**Figure.II.14** : Flux rotorique Fqr (Wb).  
**Figure.II.15** : Schéma de principe d'un estimateur d'état.  
**Figure.II.16** : Topologie de l'observateur.  
**Figure.II.17** : Les étapes du filtre de Kalman.  
**Figure.II.18** : Algorithme du filtre de Kalman.  
**Figure.II.19** : Schéma opérationnel du filtre de Kalman.  
**Figure.II.20** : la vitesse (Démarrage à vide).  
**Figure.II.21** : la vitesse (Démarrage en charge).  
**Figure.III.1** : Déplacement d'une particule.  
**Figure.III.2** : Organigramme de la PSO.  
**Figure.III.3** : différents types de topologies pour un essaim de particules (a) anneau, (b) rayon, (c) étoile.  
**Figure.III.4** : Structure de l'identification paramétrique par la méthode PSO.  
**Figure.III.5** : Principe de l'identification paramétrique par la méthode PSO.  
**Figure.III.6** : Schéma d'implantation dans Simulink de la technique d'identification par la technique PSO.  
**Figure.III.7** : Convergence des particules aux itérations  $k = 10$  et  $k = 50$   
**Figure.III.8** : Convergence des particules aux itérations  $k = 70$  et  $k = 120$   
**Figure.III.9** : convergence des paramètres du moteur asynchrone.

## Liste des Tableaux

**Table III.1** – Résultats de l'estimation des paramètres du MAS

## INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques sont au cœur de toutes dynamiques qu'elles soient électriques ou mécaniques. Elles représentent le nerf de toute l'industrie. Les chercheurs et les fabricants améliorent continuellement ses performances, augmentent sa robustesse et réduisent leur coût et leur poids.

Les moteurs asynchrones sont considérés comme les convertisseurs la plus électromécanique utilisation en milieu industriel. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électrique glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste à construire. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Ce moteur présent des difficultés au niveau de la commande à cause de non-linéarité de son modèle dynamique et ses variables d'états ne sont pas toutes mesurables (variables rotorique).

Dans le premier chapitre, nous allons présenter la modélisation de la Machine à Induction commandée en tension, le modèle adopté est basé sur la transformation de Park, l'application de cette dernière à la machine asynchrone permettra d'avoir un modèle à deux axes représente l'image du modèle triphasé, le modèle sera testé par simulation, et évalué à travers les différents résultats.

Le deuxième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle direct par orientation du flux rotorique, nous présenterons également l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone à l'aide de filtre de Kalman étendu (FKE).

Le troisième et dernier chapitre se focalise sur l'identification des paramètres électriques du moteur asynchrone mettant en œuvre la technique basée sur l'optimisation par essais de particules (PSO). À l'issue de ce chapitre, les résultats obtenus sont évalués par le calcul des erreurs d'identification et des simulations du comportement moteur sont effectuées avec les paramètres nominaux et les paramètres estimés. Nous terminons notre projet de fin d'étude par une conclusion générale sur l'ensemble de ce mémoire à travers laquelle nous exposons les principaux résultats obtenus.

## Chapitre I

# Modélisation de la machine asynchrone

## I-1 Introduction

Le moteur asynchrone est connu pour être un moteur électrique robuste, facile à mettre en œuvre, présentant un fort couple au démarrage et qui ne nécessite pratiquement aucun entretien [1]. Ces avantages ont fait qu'il occupe de nos jours plus de 80 % du parc de machines électriques. En raison de son principe de fonctionnement, ce moteur est resté longtemps un moteur à vitesse unique [2]. Dans ce chapitre, nous allons introduire la modélisation des moteurs asynchrones. Après avoir donné la composition d'un moteur asynchrone, nous expliquerons son principe de fonctionnement et ses caractéristiques. Enfin, expliquons le principe de modélisation d'un moteur asynchrone.

## I-2 Constitution du moteur asynchrone

Un moteur asynchrone se présente sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique, ferromagnétique, statorique et qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) bobiné en fil de cuivre isolé. À l'intérieur de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux séparé par un entrefer, tourne le circuit magnétique rotorique qui accueille dans ses encoches les barreaux de la cage rotorique, en aluminium coulé ou en cuivre, court-circuités à chaque extrémité par des anneaux réalisés du même matériaux. Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui repose sur des paliers montés dans les flasques fixés au carter. Le moteur asynchrone est donc caractérisé par la présence d'un seul bobinage polyphasé au stator, alimenté par une source extérieure, et d'un bobinage massif en court-circuit au rotor [3].

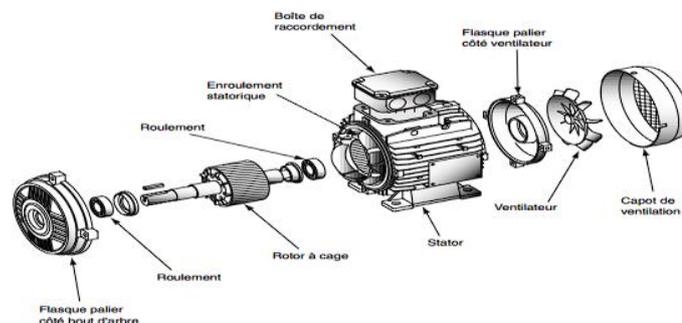


Figure I.1 : moteur asynchrone à cage.

Les moteurs asynchrones se composent des éléments principaux suivants :

**•Le stator :**

Le stator (aussi appelé « l'inducteur ») de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une seule pièce alors qu'elles sont, pour les machines de puissance plus importantes, découpées par sections. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Finalement, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique [4].

**•Le rotor :**

Le rotor n'est connecté à aucune source d'alimentation, il tourne à une vitesse de rotation  $\Omega$ . Il est monté sur l'arbre moteur, il est constitué d'un cylindre en tôles. Des encoches sont percées à la périphérie extérieure pour recevoir les conducteurs et aussi il n'y a qu'un entrefer très court de 0,2 à 2 mm entre le stator. Contrairement à ce dernier tourné à une vitesse  $\Omega$  inférieure à la vitesse synchrone (vitesse du stator). On dit que le rotor « glisse » par rapport au champ tournant, et ce glissement « g » va dépendre de la charge. Il existe deux types :

Le rotor à cage et le rotor bobiné.

**I-3 Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone**

Le stator supporte trois enroulements décalés de  $120^\circ$  l'une de l'autre. Ces trois bobines alimentées par trois tensions décalées à  $120^\circ$  électrique (période  $=360^\circ$ ), issues donc d'un système triphasé produisent un champ magnétique tournant (champ inducteur), le rotor se trouvant au centre de ce champ. Tant que le rotor a une fréquence de rotation différente qu'elle du champ inducteur, chaque point de rotor « voit » une variation de champ. Les conducteurs rotoriques produisent donc une f.é.m., qui, dans le circuit fermé va donner naissance à des courants induits. Ces courants vont leur tour produire un champ magnétique induit qui va s'opposer à la cause qui lui a donné naissance [5].

Cela se traduit notamment par le phénomène de poursuite du rotor par rapport au champ tournant qu'il ne jamais arrive à le rattraper.

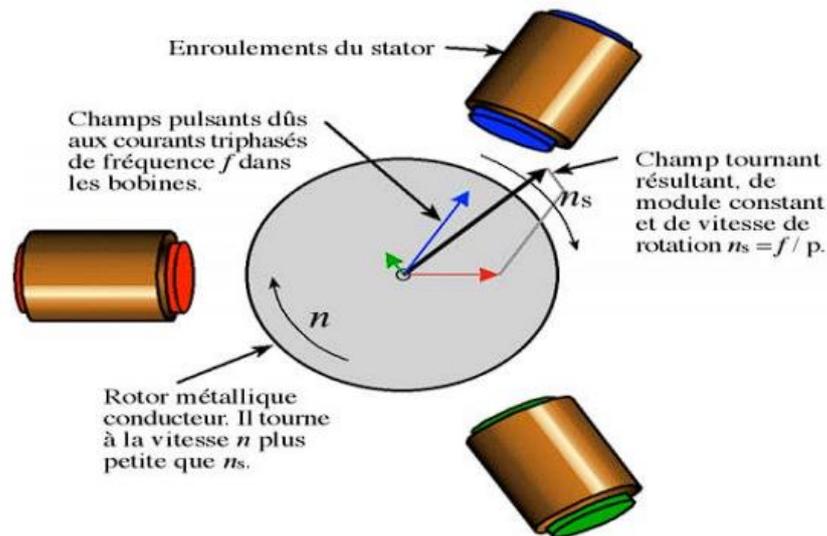


Figure I.4: interactions rotor stator.

#### I-4 Avantages et inconvénients d'un moteur asynchrone

Ces avantages sont

- Le moteur asynchrone est facile à mettre en œuvre.
- Robuste et faible coût d'entretien.
- Bonne standardisation entre les fabricants.
- Son rendement est proche de 99%.

Et les inconvénients :

- Pour les moteurs de moyenne et forte puissance, le temps de démarrage est plus long.
- Si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur cale et s'arrête.
- Vous avez besoin d'une excitation, c'est-à-dire d'une seconde source d'énergie.
- Un couple élevé est requis au démarrage.

#### I-5 Modélisation de la Machine asynchrone

La modélisation de tout système est essentielle quand on veut nous voulons le commander, les machines asynchrones ne sont pas un système simple car de nombreux phénomènes interviennent dans son fonctionnement telles que la saturation, l'effet de peau...etc.

Cependant, nous ne considérerons pas ces phénomènes car, d'une part, Les formules mathématiques sont difficiles, d'autre part, leur effet sur le comportement de la machine Sous certaines conditions est considéré comme négligeable. Cela nous permet d'obtenir des équations simples qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

### I-5.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme nous l'avons déjà soulevé, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [6] [8] :

- La machine est symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous été ignoré.
- La résistance de l'enroulement ne change pas avec la température.
- L'effet peau et le chauffage n'ont aucun effet sur les propriétés considérant.
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétométries de l'entrefer.
- L'épaisseur de l'entrefer est uniforme, l'effet d'encochage est ignoré, les inductances propres sont constantes et l'inductance mutuelle est une fonction sinusoïdale de l'angle entre les axes du rotor et du stator.

### I-5.2 Modèle triphasé de la machine asynchrone

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace et séparés d'un angle motorisé  $120^\circ$ , même remarque pour les rotors à cage d'écureuil ou formé trois bobines.

La figure I.5 illustre la disposition des enroulements du stator et du rotor :

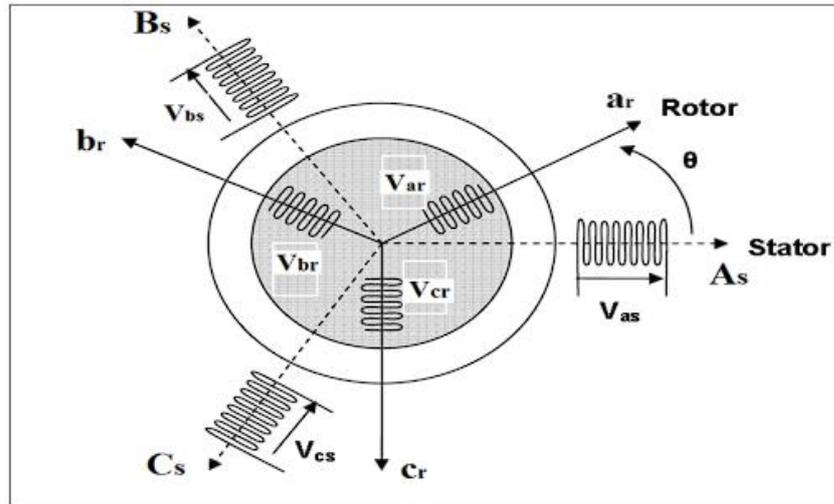


Figure I.5 : Représentation spatiale des enroulements de la machine asynchrone.

Dans un repère triphasé, les trois vecteurs AS, BS, CS sont orientés selon les axes des trois enroulements du stator de la machine. Et le rotor avec les trois vecteurs ar, br, cr. L'axe AS est généralement considéré comme une référence et l'angle  $\theta$  définit la position du rotor par rapport au stator. La loi de Faraday s'applique à toutes les phases :

➤ A- Au stator :

$$[V_s] = [R_s[I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s]] \tag{I.1}$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sA} \\ I_{sB} \\ I_{sC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sA} \\ \Phi_{sB} \\ \Phi_{sC} \end{bmatrix}$$

➤ b- pour le rotor :

$$[V_r] = [R_r[I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r]] \tag{I.2}$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Où

$[R_s]$ ,  $[R_r]$  : désignent les résistances du stator et du rotor.

$$\begin{aligned}
[V_s] &= [V_{sA} \ V_{sB} \ V_{sC}]^T && : \text{Vecteur tensions statoriques.} \\
[V_r] &= [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T && : \text{Vecteur tensions rotoriques.} \\
[I_s] &= [I_{sA} \ I_{sB} \ I_{sC}]^T && : \text{Vecteur courants statoriques.} \\
[I_r] &= [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T && : \text{Vecteur courants rotoriques.} \\
[\Phi_s] &= [\Phi_{sA} \ \Phi_{sB} \ \Phi_{sC}]^T && : \text{Vecteur flux statoriques.} \\
[\Phi_r] &= [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T && : \text{Vecteur flux rotoriques.}
\end{aligned}$$

### Les équations du flux

Totalisés s'expriment sous la forme :

$$\begin{cases} \text{pour le stator :} & [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ \text{pour le rotor :} & [\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{sr}][I_s] \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Où :

$[L_{ss}]$  et  $[L_{rr}]$ : représentent respectivement les matrices d'inductances statorique et rotorique.

$[M_{sr}]$  : correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

$l_s$ : Inductance propre des phases statoriques.

$l_r$ : Inductance propre des phases rotoriques.

$M_s$ : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r$ : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$\theta$ : Ecart angulaire entre stator et rotor.

$M$ : est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et rotorique.

En remplaçant le système d'équation (I.1) et (I.2) dans (I.3), on obtient le système suivant :

$$\begin{aligned}
[V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_r] \} \\
[V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_s] \} \end{aligned} \quad (\text{I.5})$$

Équation mécanique est :

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = p[I_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}][I_r] \quad (I. 6)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{cm} - C_r - f_v \Omega \quad (I. 7)$$

Tel que :

J : Moment d'inertie du moteur asynchrone.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$f_v$  : Coefficient de frottement visqueux.

$C_r$  : Couple résistant.

$p$  : Nombre des pôles

### I-6 Transformation de Park

Pour obtenir un modèle mathématique plus simple, nous utiliserons une transformation orthogonale pour obtenir des équations plus simples. Parmi ces transformations, nous utiliserons la transformation de Park. La figure (I.6) montre bien cette transformation des axes réels "A, B, C" vers les axes "d et q" : [6] [7]

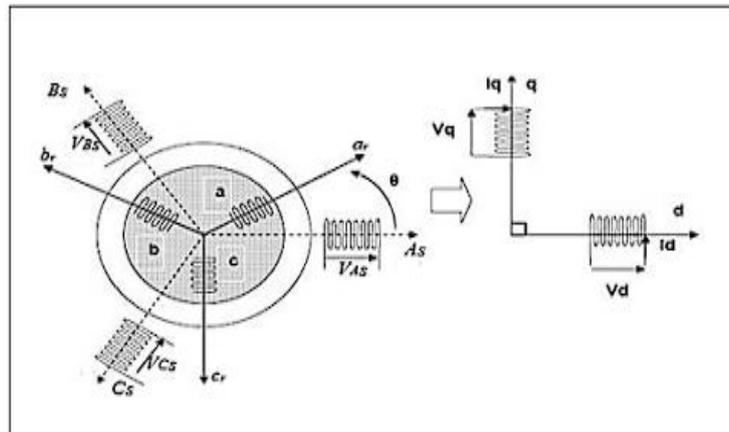


Figure I.6 : transformation des axes réels aux axes (d-q).

Cette transformation est définie par sa matrice  $[P(\theta)]$  telle que :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I. 8)$$

La matrice inverse de Park écrite sous cette forme :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 9})$$

L'application de la transformation de Park dans le moteur asynchrone est de la manière suivante :

$$[X_d, X_q, X_o]^t = [P(\theta)][X_A, X_B, X_C]^t$$

X : Peut-être la tension, le courant ou le Flux statorique ou rotorique.

$$\begin{cases} [I_{dq}] = [P(\theta)][I] \\ [V_{dq}] = [P(\theta)][V] \\ [\Phi_{dq}] = [P(\theta)][\Phi] \end{cases} \quad (\text{I. 10})$$

### I-6.1 Équations de la machine dans le modèle de Park

Les trois phases statoriques as, bs, cs et rotoriques ar, br, cr sont représentées dans la figure I.7

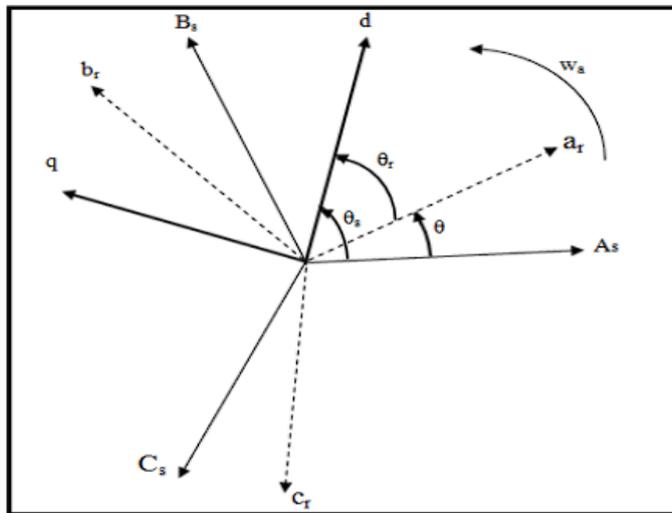


Figure I.7 : représentation des axes de la machine.

Où :

$\theta_s$  : Angle entre l'axe de phase a du stator et l'axe d.

$\theta_r$  : Angle entre l'axe de phase a du rotor et l'axe d.

$\theta$  : Angle entre l'axe du stator et du rotor.

Nous avons :

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  : Pulsation statorique (d – q lié au champ tournant).

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  : Pulsation rotorique.

### Équations des tensions

En appliquant la transformation de Park, sachant que le repère d-q tourne à la vitesse  $\omega_a$  par rapport au stator, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{\phi s}}{dt} - \omega_a \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{\phi s}}{dt} + \omega_a \Phi_{ds} \end{cases} \quad (I. 11)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{\phi r}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{\phi r}}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I. 12)$$

### Équations de flux

Les équations des flux sont données par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{us} \\ \Phi_{vs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{us} \\ I_{vs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ur} \\ I_{vr} \end{bmatrix} \quad (I. 13)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ur} \\ \Phi_{vr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ur} \\ I_{vr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{us} \\ I_{vs} \end{bmatrix}$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$  : Inductance cyclique propre de l'armature du stator.

$M = \frac{3}{2} M_a$  : Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

$M_a$  : Est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance cyclique propre de l'armature du rotor.

### Équation du couple

Dans le modèle de Park, l'expression du couple s'écrit de la manière suivante :

$$C_{em} = pM(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{gr}) \quad (I. 14)$$

P : Nombre de paires de pôles de la machine.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

### I-6.2 Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes « d q » qui dépendent des objectifs de l'application [7] :

- Référentiel lié au stator ( $\omega_a = 0$ ) : étude des grandeurs rotoriques.
- Référentiel lié au rotor ( $\omega_a = \omega$ ) : étude des grandeurs statoriques.
- Référentiel lié au champ tournant ( $\omega_a = \omega_s$ ) : étude de la commande de la machine.

### I-6.3 Représentation d'état du modèle de machine asynchrone

Sous les hypothèses citées, le modèle mathématique du moteur à induction avec une alimentation de tension, selon grandeur d'état, avec la référence liée au champ tournant est donné par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{qr} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{dr} \omega + \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + \omega_r \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} i_{qs} - \omega_r \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} \left( C_{em} - C_r - f_v \frac{\omega}{p} \right) \end{array} \right. \quad (I.15)$$

Où  $\sigma$  est le coefficient de dispersion donné par :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

On a :

#### a. Équations électriques

On cherche à obtenir un modèle du système d'équations écrit sous la forme d'équations d'état sera de la forme :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.16)$$

$[X] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr}]^T$ ; Vecteur d'état.

$[U] = [V_{ds} \quad V_{qs}]$  vecteur de commande.

$[A]$  : Matrice d'évolution d'état du système.

[B] : Matrice de système de commande.

Après tous les calculs, nous avons trouvé :

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} & \Gamma \cdot \omega \\ 0 & -\lambda & -\Gamma \cdot \omega & \frac{\Gamma}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 17})$$

$$B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 18})$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda &= \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1 - \sigma}{\sigma} \\ \Gamma &= \frac{1 - \sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta &= \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \end{cases} \quad (\text{I. 19})$$

$$\begin{cases} T_s = \frac{L_s}{R_s} \\ T_r = \frac{L_r}{R_r} \end{cases} \quad (\text{I. 20})$$

### b. Équations mécaniques :

Les équations mécaniques du mouvement et les équations du couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2} P \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \Omega \cdot f_v = C_{em} - C_r \end{cases} \quad (\text{I. 21})$$

## I-7 Simulation du modèle de la machine asynchrone

La machine asynchrone est alimentée par un système de tensions triphasées. La simulation sera faite pour un essai en charge après un démarrage à vide.

• Démarrage à vide  $C_r=0$  :

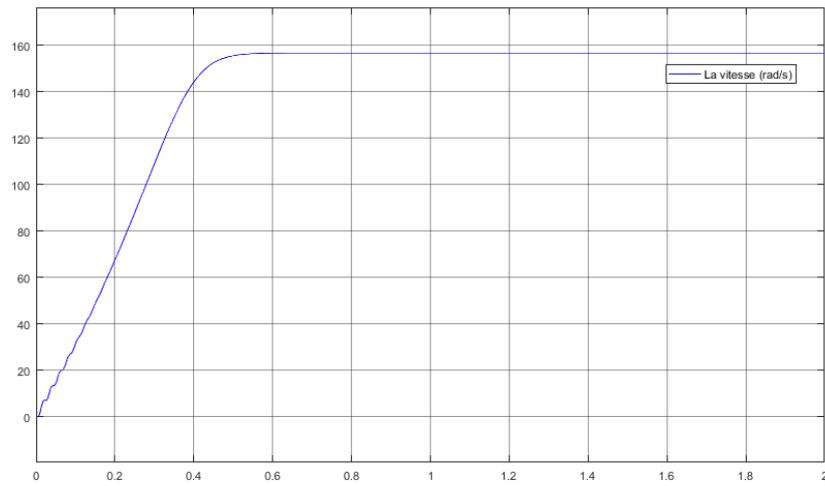


Figure I.8 : La vitesse (rad/s)

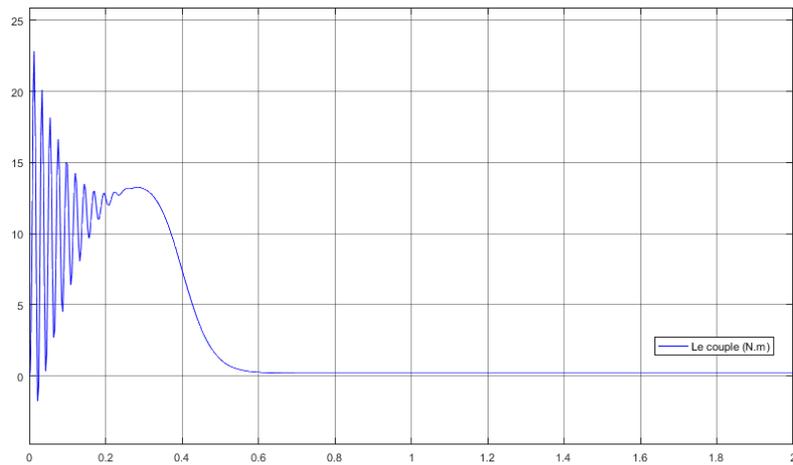


Figure I.9 : le couple (N.m)

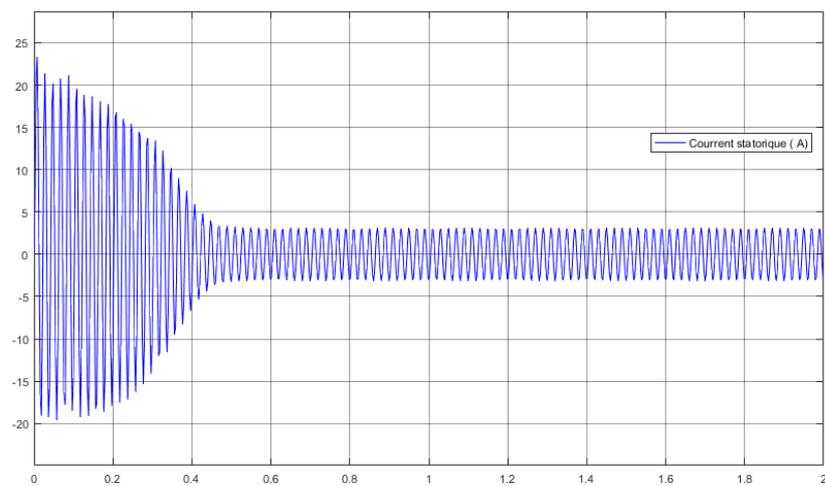


Figure I.10 : Courant statorique (A)

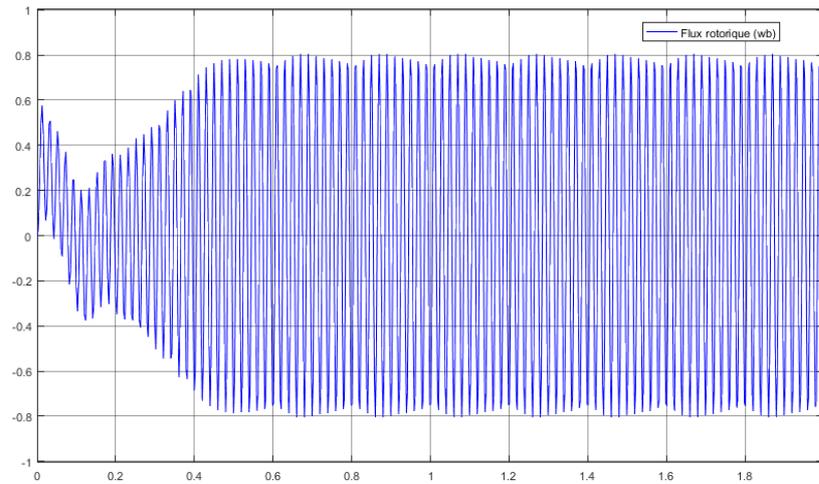


Figure I.11 : Flux rotorique (wb)

En charge  $C_r=10$  à  $t=1s$  :

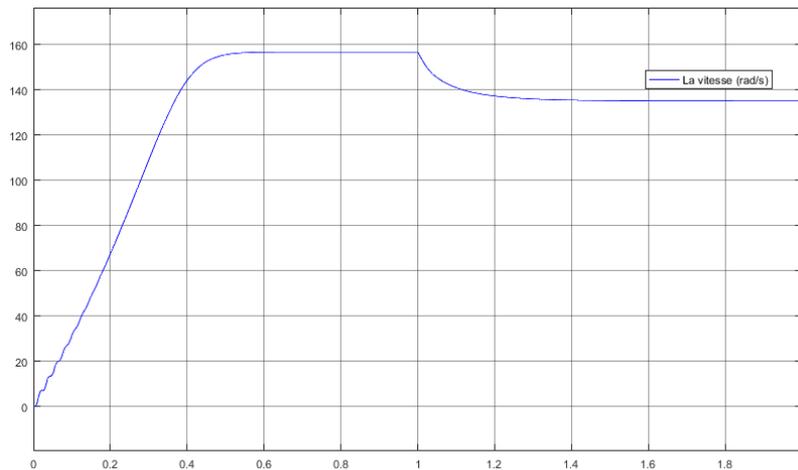


Figure I.12 : La vitesse (rad/s)

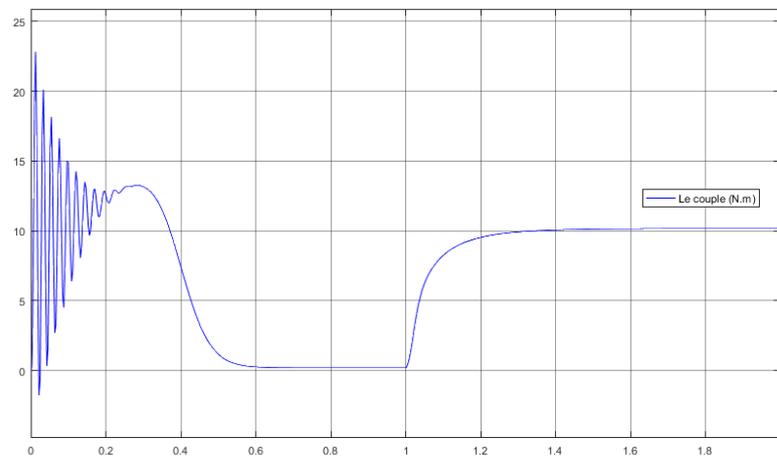


Figure I.13 : le couple (N.m)

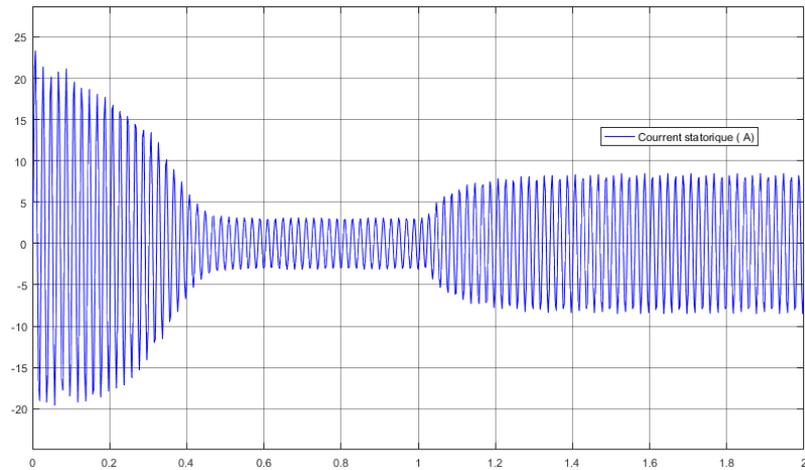


Figure I.14 : Courant statorique (A)

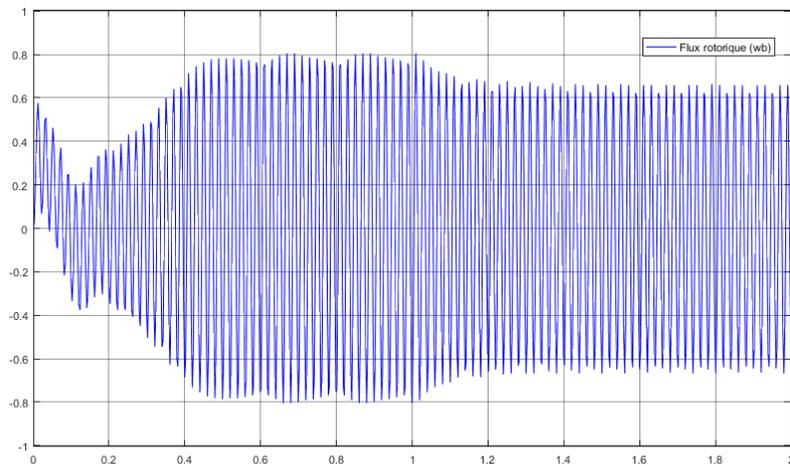


Figure I.15 : Flux rotorique (wb)

### I-8 Interprétation des résultats de simulation

En première étape on va simuler numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation ( $C_r = 0$ ).

L'examen des courbes de la figure montre qu'un démarrage à vide à la tension nominale peut avoir :

A l'instant initial, le courant statorique présente des oscillations continues autour de zéro, mais disparaît rapidement après quelques alternances, atteignant un régime permanent, ces oscillations pouvant être à l'origine d'endommagements de la machine par échauffement en cas de répétition excessive.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatif, apparaissant au premier instant du début d'un battement significatif, suivi de multiples oscillations, avant de se stabiliser à zéro.

Dans un second temps, une perturbation de couple ( $C_r=10\text{N.m}$ ) est appliquée à l'arbre moteur à un instant ( $t_s=1\text{s}$ ) Les résultats de la simulation sont regroupés dans les figures :

Lorsqu'une charge est appliquée, le couple électromagnétique atteint sa valeur de référence, compensant cette contrainte par une réponse quasi instantanée.

Avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant, la vitesse du rotor diminuera, entraînant par un glissement très élevé. Le courant statorique varie en fonction de la charge appliquée à l'arbre moteur.

### **I-9 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation d'un moteur asynchrone (MAS). Nous avons donné une représentation mathématique des moteurs asynchrones dans un référentiel triphasé avant en utilisant la transformée de Park basée sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle MAS dans le repère de Park est conçu pour linéariser le système, et faciliter la recherche pour réduire la représentation des MAS dans le repère biphasé (d, q).

## **Chapitre II**

### **Commande sans capteurs de la MAS**

## II.1 Introduction

Le principal avantage des moteurs à courant continu à excitation séparée est qu'ils sont faciles à contrôler. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment, ce qui permet d'obtenir des performances dynamiques élevées. Cependant, l'existence du système balais-collecteur limite son utilisation sur le terrain (puissance, vitesse).

L'absence de système de balais-collecteur est l'un des avantages décisifs du remplacement des moteurs à courant continu par du courant alternatif, qui sont des moteurs asynchrones.

Cependant, cette machine présente des difficultés au niveau de la commande, c'est-à-dire que couple et flux sont des variables fortement couplées et toute action sur l'une affecte l'autre.

Pour obtenir le même type de contrôle qu'un moteur à courant continu, Blaschke a proposé une nouvelle base théorique pour le contrôle des moteurs à courant alternatif en 1971, dite commande par flux orienté ou commande vectorielle. Ce chapitre décrit la méthode de contrôle vectoriel direct par orientation du flux. On présente dans ce chapitre commande vectorielle directe d'un moteur à asynchrone (MAS) associé à un observateur de Kalman (FKE).

## II.2 La Commande vectorielle par orientation du flux

Le but de la commande orientée flux est de découpler les grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la génération du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir toutes les transformations pour passer d'un système possédant une double non-linéarité structurelle vers un système linéaire qui assure l'indépendance entre la génération de flux et production du couple, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [10].

Commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe « d, q ». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère « d, q » entraîne l'alignement de l'axe « d » sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure :

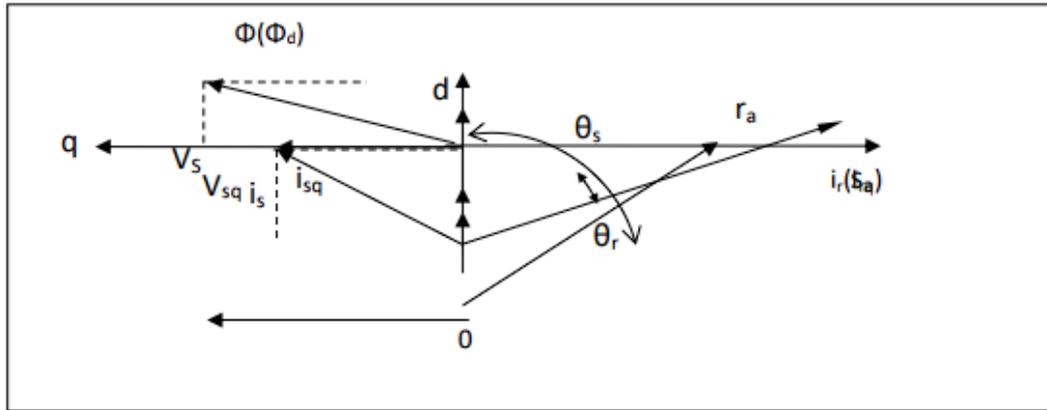


Figure.II.1 : orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).

### II.2.1 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe « d » d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse( $\omega_s$ ) donc en peu remarquer les propriétés suivantes :

- La composante transversale du flux rotorique est nulle  $\varphi_{rq}=0$
- L'axe 'd'est un aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique  
 $\overline{\varphi_r} = \varphi_{rd}$
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant  $\varphi_r = cst \rightarrow i_{rd}=0$

D'après ces propriétés on peut écrire :

$$\begin{cases} \varphi_{qr} = 0 \\ \varphi_{dr} = \varphi_r = cst \\ i_{dr} = 0 \end{cases} \quad (II-01)$$

On remplace ce système dans les équations des flux, on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_r = M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} = 0 \end{cases} \quad (II-02)$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{qr} = -\frac{M}{L_r} i_{qs} \quad (II-03)$$

On remplace le système (II-01) et (II-03) dans la formule de couple électromagnétique (I. 14) on aura :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (II-04)$$

Ou encore, le couple devient :

$$C_e = K_2 i_{sd} i_{qs} \tag{II-05}$$

Avec :

$$K_2 = \frac{PM^2}{L_r}$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. La figure (II-02) 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 d'une machine asynchrone [9].

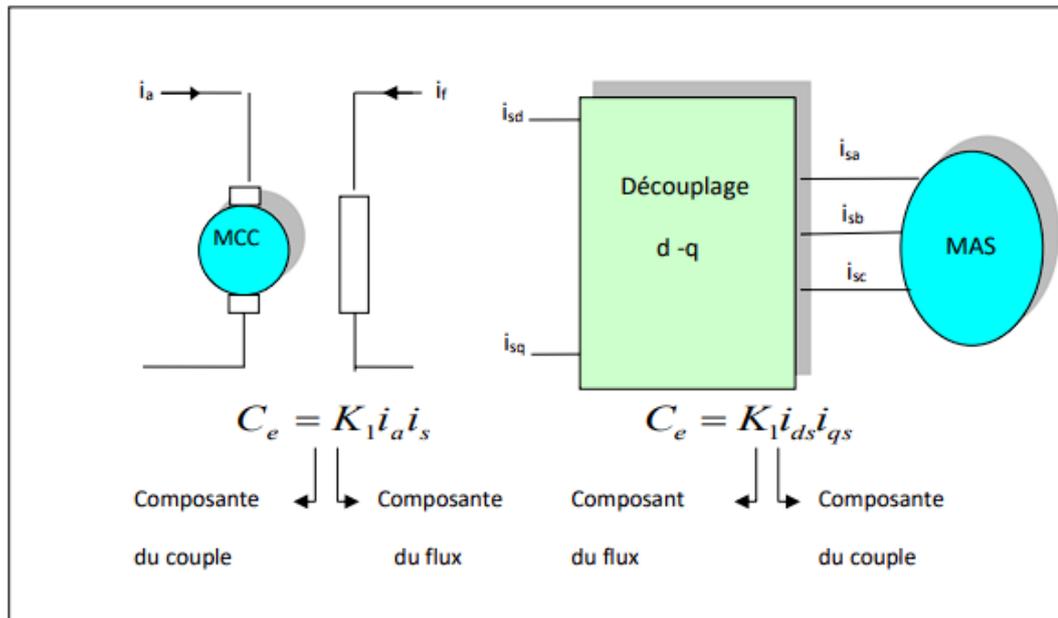


Figure.II.2 : l'équivalence entre et la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante [11] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega = P\Omega_r + \omega \tag{II - 06}$$

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

## II.2.2 Types de la commande vectorielle

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui a été développée par F. Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K. Hasse [9].

### II.2.2.1 Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa position, et ceci doit être vérifié quel que soit le transitoire effectué, donc une série de mesures doit être effectuée aux bornes du système.

La mesure directe peut connaître avec précision la position du flux magnétique. Ce mode de régulation garantit le bon découplage entre flux et couple, quel que soit le point de fonctionnement. Cependant, il nécessite l'utilisation de capteurs de flux magnétique, ce qui augmente fortement son coût de fabrication et rend son utilisation plus fragile [14].

L'application de cette méthode apporte plusieurs inconvénients de nature différente :

1. Le 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).

### II.2.2.2 Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux du rotor, mais uniquement sa position. Il ne nécessite pas l'utilisation d'un capteur de flux rotor, mais d'un capteur ou d'un estimateur de position (vitesse) du rotor. Ce dernier peut être développé par deux groupes principaux :

Le vecteur de flux rotorique est obtenu indirectement à partir du courant et de la tension statorique mesurés.

Dans le second ensemble, le vecteur flux rotorique est estimé à partir des mesures du courant statorique et de la vitesse rotorique selon les équations du circuit rotorique du moteur à induction dans un système de référence qui tourne de manière synchrone avec le vecteur flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique. En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension (sans convertisseur) [15].

### II.2.3 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Dans ce type d'alimentation, le contrôle devient plus complexe car en plus de la dynamique du rotor, il faut aussi considérer la dynamique du stator. Les grandeurs contrôlées sont la tension statorique ( $V_{sd}$ ,  $V_{sq}$ ) et la vitesse du champ magnétique tournant ( $\omega_s$ ).

#### II.2.3.1 Système d'équations liées au flux rotorique

Les équations, munies de la contrainte ( $\varphi_{rq} = 0$ ) se simplifient :

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M d\varphi_r}{L_r dt} \quad (\text{II.07})$$

$$V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \omega_s \frac{M \varphi_r}{L_r} \quad (\text{II.08})$$

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \quad (\text{II.09})$$

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (\text{II.10})$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_r} \quad (\text{II.11})$$

$$J \frac{d\varphi_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (\text{II.12})$$

Les équations (II.09) et (II.10) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux  $i_{sd}$ , et le courant producteur du couple  $i_{sq}$ . Cela offre la possibilité de

contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (II.09), (II.10) et (II.11).

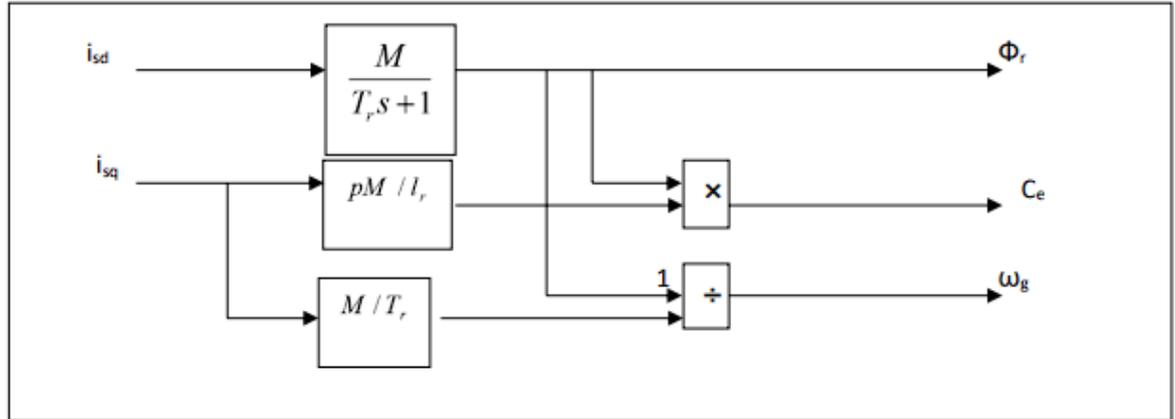


Figure.II.3 : Schéma-bloc de découplage par flux orienté.

### II.2.3.2 Découplage entré-sortie

Les lois de commande vectorielle 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  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$ , donc il faut réaliser un découplage [16].

Le but est de limiter au maximum l'influence d'une entrée sur une seule sortie, et on peut alors modéliser le processus comme un ensemble de systèmes monovariabiles évoluant en parallèle.

Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent : découplage par régulateurs, découplage par retour d'état, découplage par compensation, et nous proposons le découplage par compensation.

### II.2.3.3 Découplage par compensation

Définitions de deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (II.13)$$

$$\begin{cases} e_d = \omega_{s\sigma} L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r^2} R_r \phi_r \\ e_q = -\omega_{s\sigma} L_s i_{sd} - \frac{M}{L_r^2} P \Omega \phi_r \end{cases} \quad (II.14)$$

Les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstitué à partir des tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$

Tel que :

$$V_{sd1} = \sigma l_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left( r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2} \right) i_{sd} \quad (\text{II} - 15)$$

$$V_{sq1} = \sigma l_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma l_s i_{sd} \quad (\text{II} - 16)$$

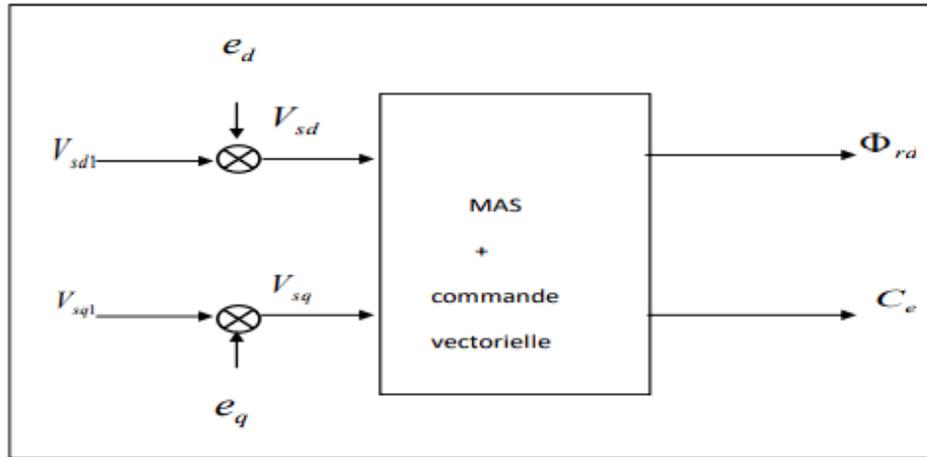


Figure.II.4 : Reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$ .

À partir de ce point, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser les régulateurs type proportionnel et intégral PI dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander [12].

#### II.2.3.4 Bloc de défluxage

Plusieurs applications, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Or, pour assurer un tel fonctionnement, dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant un moteur asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette sur demande en tension, on réduit le flux de référence aux vitesses élevées. De plus, pour optimiser la demande du courant de magnétisation de la machine à induction, il est nécessaire de défluxer de manière à offrir à la machine le flux dont elle a besoin pour produire son couple maximal sans aucune violation des contraintes thermique imposées sur la machine et sur les composants de puissances du convertisseur [13].

Le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal au flux nominal et en le faisant varier sur une plage pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante [16] :

-Sous-vitesse :

$$\varphi_{r-ref} = \varphi_{r-nom} \text{ Pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom}$$

-Sur -vitesse :

$$\varphi_{r-ref} = \frac{\Omega_{r-nom}\Omega_{nom}}{|\Omega|} \text{ Pour } |\Omega| \geq \Omega_{nom}$$

Avec :

$\varphi_{r-ref}$  : Flux rotorique de référence.

$\varphi_{r-nom}$ : Flux rotorique de nominal.

$\Omega_{ref}$ : vitesse de référencé .

$\Omega_{nom}$ : vitesse de rotation nominale.

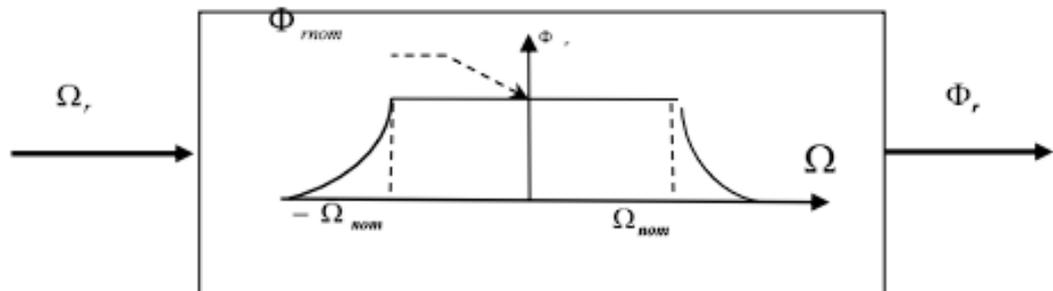


Figure.II.5 : Bloc de défluxage.

### II.2.3.5 Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI) [16].

#### II.2.3.5.1 Conception des régulateurs

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

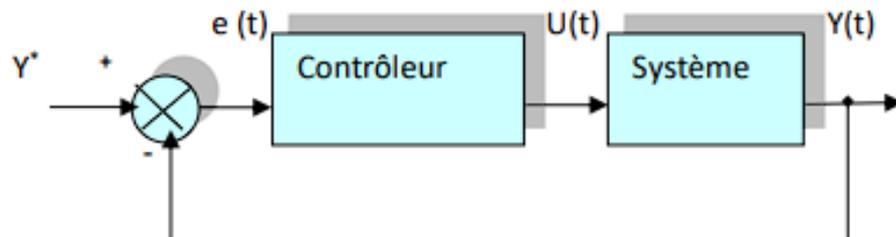


Figure.II.7 : Représentation de la commande par PI.

La loi de commande est :  $U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt$  (II – 19)

- Action proportionnelle

- Si  $K_p$  est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.
- Si  $K_p$  est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

### • Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action  $U(t)$  augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

#### II.2.3.5.2 Calcul des régulateurs

### • Régulation de courant statorique $i_{sd}$

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique  $i_{sd}$  est représenté par la figure (II-08).

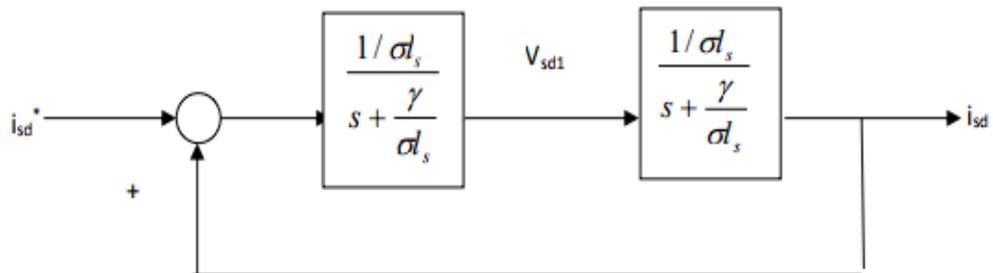


Figure.II.8 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique  $i_{sd}$ .

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$F_{i_{sd}} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = K_{p1} \frac{s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{\gamma}{\sigma l_s}} \quad (\text{II} - 20)$$

Compensons le pôle  $s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}$  par  $s + \frac{\gamma}{\sigma l_s}$  ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \frac{\gamma}{\sigma l_s} \quad (\text{II} - 21)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$F_{i_{sd}} = \frac{K_{p1}}{S \sigma l_s} \quad (\text{II} - 22)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{i_{sd}} = \frac{F i_{sd}}{1 + F i_{sd}} = \frac{1}{\frac{\sigma l_s}{K_{p1}} + 1} \quad (\text{II} - 23)$$

Nous obtenons une réponse de type 1er ordre de constante de temps  $\tau_1 = \frac{\sigma_s}{K_{p1}}$

Pour un temps de réponse imposé  $t_{rep1(5\%)}$ , nous obtenons la condition suivante :

$$3\tau_1 = t_{rep1(5\%)}$$

$$3 \frac{\sigma_s}{K_{p1}} = t_{rep1(5\%)}$$

Donc :

$$K_{p1} = \frac{3\sigma l_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (\text{II} - 24)$$

$$K_{i1} = \frac{3\gamma}{t_{rep1(5\%)}} \quad (\text{II} - 25)$$

$$\text{avec} \quad \gamma = r_s + \frac{M^2}{T_r l_r}$$

#### • Régulation de courant statorique isq

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est représenté par la figure (II-09).

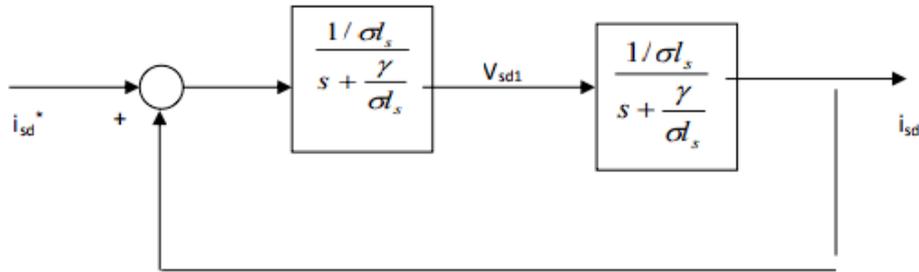


Figure.II.9 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique isd.

On remarque que le courant isq à la même dynamique que le courant isd, on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment :

$$K_{p2} = \frac{3\sigma l_s}{t_{rep2(5\%)}} \quad (\text{II} - 26)$$

$$K_{i2} = \frac{3\gamma}{t_{rep2(5\%)}} \quad (\text{II} - 27)$$

#### • Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II-10).

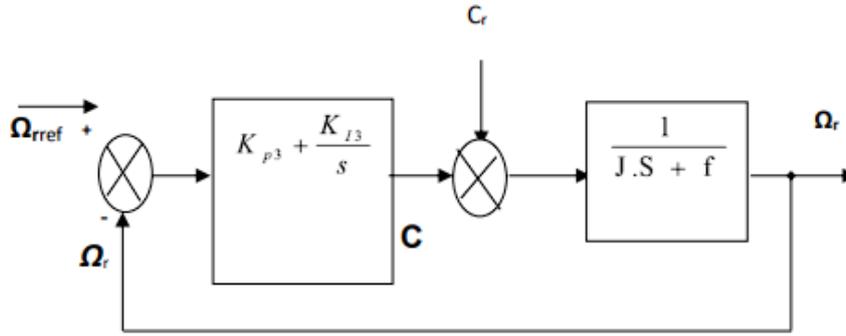


Figure.II.10 : Schéma bloc de la régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{s(Js + f)} \quad (\text{II} - 28)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{Js^2 + (K_{p3} + f)s + K_{i3}} \quad (\text{II} - 29)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2eme ordre, dont la forme canonique :

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (\text{II} - 30)$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II} - 31)$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} \quad (\text{II} - 32)$$

Pour un coefficient d'amortissement  $\xi = 1$  et une pulsation  $\omega_n$  donnée, on obtient :

$$K_{i3} = J\omega_n^2 \quad (\text{II} - 33)$$

$$K_{p3} = 2J\omega_n - f \quad (\text{II} - 34)$$

Afin d'éviter le dépassement en vitesse on ajoute un filtre de premier ordre de constante de temps  $\tau$ .

## II.2.4 Présentation des résultats de simulation

Les résultats de la simulation est fait en charge  $C_r=10\text{Nm}$  entre  $t = [1\text{s}, 2\text{s}]$ , puis l'inverse de sens de rotation dans  $t=3\text{s}$ , ils sont illustrés par les figures suivantes :

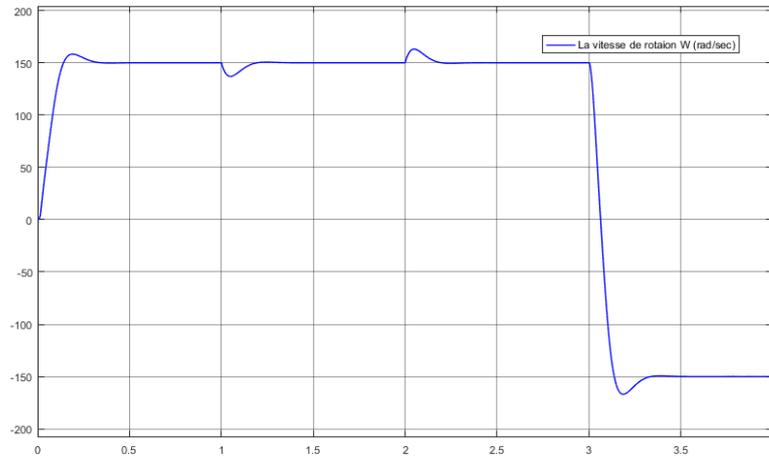


Figure.II.11 : Le Couple électromagnétique  $C_{em}$  (N.m)

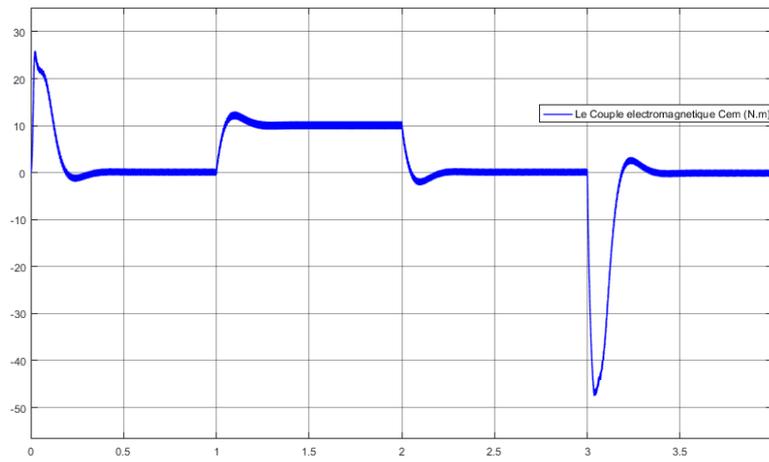


Figure.II.12 : La vitesse de rotation  $W$  (rad/sec)

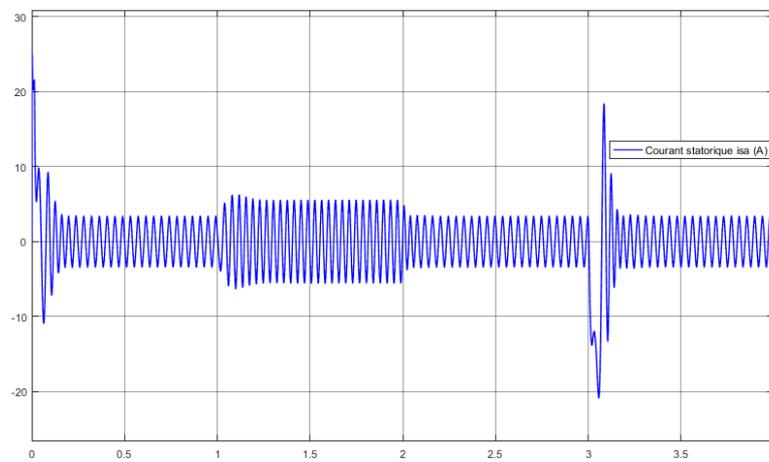


Figure.II.13 : Courant statorique  $i_{sa}$  (A)

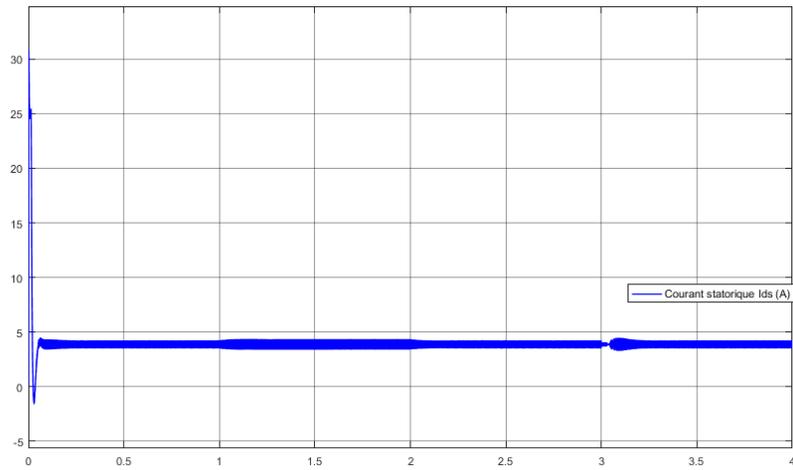


Figure.II.13 : Courant statorique  $I_{ds}$  (A)

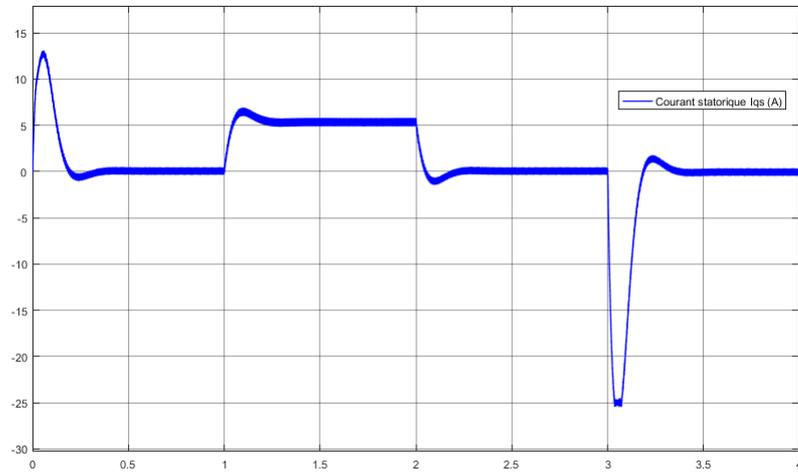


Figure.II.14 : Courant statorique  $I_{qs}$  (A)

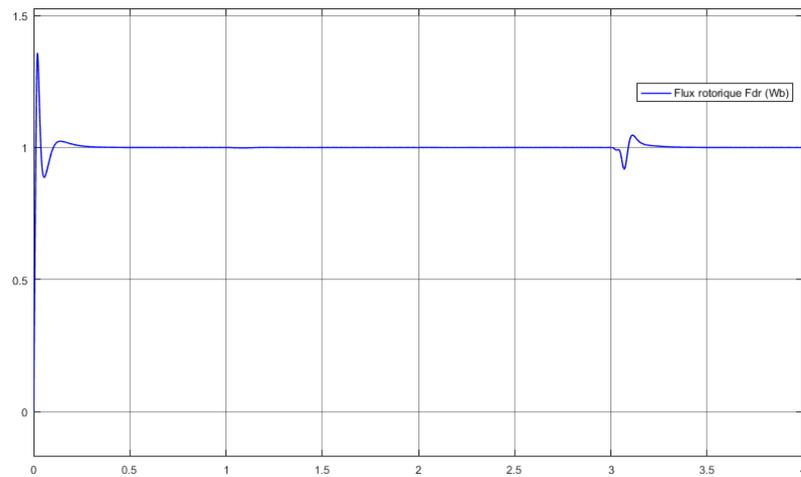


Figure.II.14 : Flux rotorique  $F_{dr}$  (Wb)

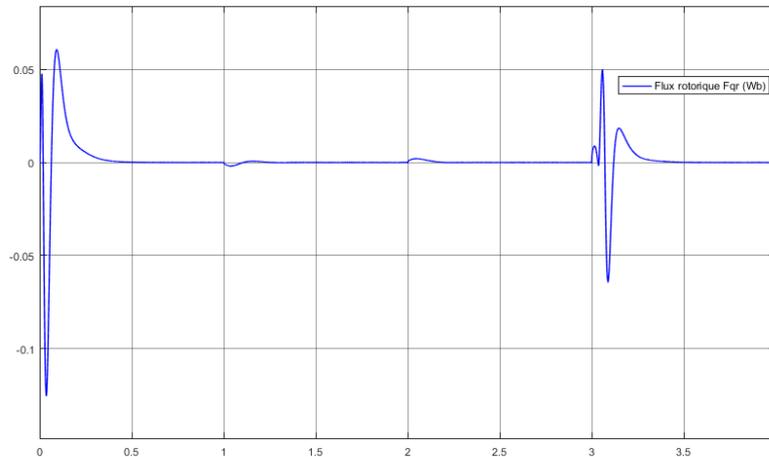


Figure.II.14 : Flux rotorique Fqr (Wb)

### II.2.5 interprétations des résultats de simulation

Les résultats de simulation de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone alimenté en tension sont illustrés par les figures au-dessus :

#### Essai en charge après un démarrage à vide :

Les résultats de cette simulation illustrée dans les figures montrent que pour l'application d'une charge entre les instants  $t=1s$  et  $t=2s$  puis l'annulation de charge :

La simulation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil pilotée par une tension sinusoïdale nous a permis d'observer son comportement. Lors du démarrage, un pic de courant important est observé, qui décroît avec l'évolution du régime transitoire.

On remarque que pour :

- La vitesse, le couple, le flux et le courant sont affectés par ce changement, à partir duquel le système peut être parfaitement contrôlé.
- La courbe de flux montre également le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, le couple électromagnétique à la même allure que le courant  $I_{sq}$ , mais avec un coefficient, ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé ( $\psi_{rq} = 0$ ).
- Nous avons également remarqué que les courants de phase du stator suivent complètement la charge.

## II.3 Estimation de la vitesse par filtre de Kalman étendu d'un MAS

### II.3.1 Introduction

Les moteurs asynchrones ont toujours été privilégiés par l'industrie en raison de leur faible coût, de leur robustesse et de leur grande fiabilité. Cependant, sa conception simple s'accompagne d'une grande complexité du modèle physique et aussi pour la commande. La complexité du modèle de commande du moteur asynchrone est liée à l'interaction électromagnétique entre le stator et le rotor. L'indisponibilité de toutes les grandeurs d'état pour des raisons techniques (absence de capteurs) ou économiques (coût très élevé) ajoute une complexité supplémentaire au développement de la commande du moteur.

Dès lors, le problème posé est de déterminer (estimer) à partir des seules grandeurs qui ont été mesurées (comme le courant et la tension statorique), des grandeurs non mesurables (comme le flux statorique, le flux magnétique et le courant rotorique) et éventuellement le couple électromagnétique et la vitesse de la machine.

### II.3.2 LES OBSERVATEURS

Un observateur est un développement mathématique qui reconstruit un état interne uniquement à partir de données accessibles c'est-à-dire des entrées imposées et des sorties mesurées [17].

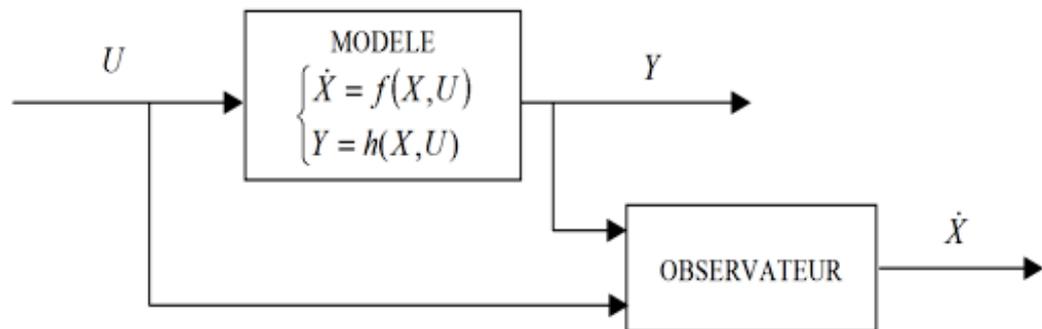


Figure.II.16 : Topologie de l'observateur.

Les observations sont réalisées en deux étapes, la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation est effectuée en calculant les quantités d'état à l'aide d'un modèle qui se rapproche du système, tandis que la correction est effectuée en ajoutant ou en soustrayant la différence entre les états mesurés et les états estimés (erreur

d'estimation) multipliée par le gain  $G$ . Ce gain contrôle la dynamique et la robustesse de l'observateur.

Son choix est donc important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut observer l'état.

### II.3.3 Classification Des Observateurs

- **Les observateurs déterministes** : Ce sont des observateurs qui ignorent le bruit de mesure et les fluctuations aléatoires des variables d'état (l'environnement est déterministe).

- **Les observateurs stochastiques** : Ces observateurs donnent la meilleure estimation de l'état sur la base de critères aléatoires. Leurs observations étaient basées sur le bruit présent dans le système, ce qui est souvent le cas.

- **Les observateurs linéaires** : La construction de gain de ces observateurs est basée sur la matrice d'état  $A$  linéaire et invariante dans le temps du système. Les observateurs de Luenberger et de modes glissants sont basés sur cette approche.

- **Les observateurs non linéaires** : Le système peut être non linéaire (machine asynchrone). Dans ce cas, des observateurs ont été développés pour pallier cette difficulté, on les appelle des filtres. Le but principal de la fonction de filtrage est de mettre en forme le signal donné, c'est-à-dire de supprimer ou d'atténuer le bruit superposé au signal utile.

### II.3.4 Filtre de Kalman

#### II. 3.4.1 Définition

Un filtre de Kalman est un filtre récursif qui utilise une approche temporelle [18]. Il permet d'estimer a priori l'état d'un système dynamique (qui correspond à des informations utiles) à partir d'informations sur l'évolution de cet état (modèle) et de mesures réelles. Ce filtre est particulièrement recommandé lors du traitement d'imprécisions de données pouvant être interprétées comme un bruit aléatoire dont la distribution est connue a priori [19].

#### II. 3.4.2 Domaines d'utilisation

Le filtre de Kalman est un outil de traitement utilisé dans une large gamme de domaines technologiques tels que le traitement du signal, l'automatique le radar et les

systèmes de communication. Il est également de plus en plus utilisé en dehors du domaine du traitement du signal, par exemple en météorologie et en océanographie, en finance et en navigation.

Le filtre de Kalman peut également être utilisé dans les situations où nous voulons lisser filtrer ou prédire les états d'un système dynamique et linéaire, suivant la quantité d'informations disponibles [18].

### II. 3.4.3 Principe du filtre de Kalman

Le filtrage de Kalman peut être appliqué aux signaux numériques, avec une représentation d'état du processus. Le vecteur d'état du processus est l'information que nous essayons d'extraire du bruit supplémentaire.

Un filtre de Kalman est un observateur qui donne une prédiction ou une estimation d'un vecteur d'état dans un environnement aléatoire.

C'est le meilleur observateur lorsque la variance du bruit est connue. De plus, il est optimal si les bruits blancs sont gaussiens, c'est-à-dire que parmi tous les observateurs, c'est celui qui a la plus petite variance d'erreur d'observation, ce qui conduit à la meilleure estimation de la condition.

On considère un signal discret  $Y(k)$  généré par un système linéaire et invariant dans le temps, excité par une entrée déterministe  $U(k)$  et une entrée aléatoire  $W(k)$ .

Le signal  $Y(k)$  est lui-même perturbé par un bruit  $V(k)$ .

Le modèle est régi par l'équation d'état et d'observation sous la forme suivante :

$$\begin{cases} X(k+1) = AX(k) + BU(k) + W(k) \\ Y(k) = CX(k) + DU(k) + V(k) \end{cases} \quad (\text{II} - 35)$$

Avec :

**xk** : Vecteur d'état à l'instant k ;

**yk** : Vecteur de mesure à l'instant k ;

**A** : Matrice de transition. Décrit l'évolution du vecteur d'état de l'instant k - 1 à l'instant k ;

**B** : Matrice de commande à l'instant k ;

**C** : Matrice d'observation (mesure) ;

**uk** : Vecteur représentant les commandes appliquées au système à l'instant k ;

**K** ≥ 0 représentant les instants successifs du temps ;

$\mathbf{W}(k)$  représente le bruit d'entrée de moyenne nulle et de covariance :  $\mathbf{Cov}[\mathbf{W}\mathbf{W}^T] = \mathbf{Q}$

$\mathbf{V}(k)$  représente le bruit de mesure de moyenne nulle et de variance :  $\mathbf{Cov}[\mathbf{V}\mathbf{V}^T] = \mathbf{R}$  ;

$W(k)$  et  $V(k)$  sont des bruits blancs gaussiens centrés et non corrélés ;

Donc :

$$E[W(k)] = E[V(k)] = 0; \quad (\text{II} - 36)$$

et :

$$\text{Cov}[W(k)V^T(k)] = 0;$$

$E[.]$  représente l'espérance mathématique c'est-à-dire la valeur moyenne de la variable considérée,  $\mathbf{Cov}[.]$  représente sa covariance.

$\mathbf{Q}$  et  $\mathbf{R}$  sont des matrices symétriques définies positives.

La matrice d'observation  $\mathbf{C}$  est une matrice indentée, ce qui signifie que les mesures  $Y(k)$  sont égales à la somme de l'état  $X(k)$  et des bruits de mesure et de modélisation  $V(k)$  et  $W(k)$ .

La détermination de l'algorithme du filtre de Kalman se fait par minimisation comme critère d'estimation de la variance d'erreur. Si ces bruits de mesure sont gaussiens et que l'on connaît leur variance. Le filtre de Kalman est le meilleur estimateur de l'état  $X$ . Contrairement aux filtres traditionnels qui ne conservent qu'une seule bande de fréquence, le filtre de Kalman agit sur un ensemble de fréquences.

Le problème de filtrage au sens de Kalman est de trouver la meilleure estimation de l'état  $X$  à l'instant  $k$  pour le système dynamique à partir des observations  $Y_K = \{Y_1, Y_2, Y_3, \dots, Y_K\}$ .

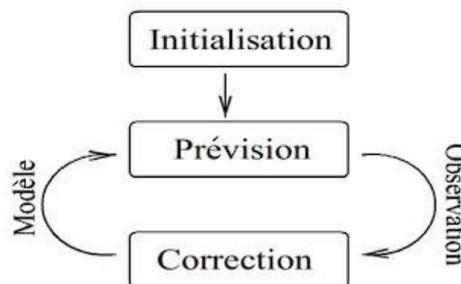


Figure.II.17 : Les étapes du filtre de Kalman.

#### II. 3.4.4 Algorithme du filtre de Kalman

La mise en œuvre de l'algorithme de filtre de Kalman étendu comporte principalement deux étapes :

• **La phase de prédiction :**

La prédiction des états  $\hat{X}(k+1)$  est basée sur la connaissance de l'état précédent du système et le vecteur d'entrée [20] :

$$\hat{X}(k+1/k) = A_d(k)X(k/k) + B_d(k)U(k/k) \quad (\text{II} - 37)$$

Grâce à  $\hat{X}(k+1/k)$  on peut déduire  $\hat{Y}(k+1/k)$  :

$$\hat{Y}(k+1/k) = C_d \hat{X}(k+1/k) \quad (\text{II} - 38)$$

D'où la covariance de l'erreur de prédiction :

$$P(k+1/k) = A_d(k)P(k/k)A_d^T(k) + Q \quad (\text{II} - 39)$$

On voit à partir de ces équations l'utilité et la nécessité d'initialiser le vecteur d'état ainsi que la matrice de covariance. Une mauvaise initiation signifie que notre système a besoin de plus d'itérations pour converger.

• **La phase de mise à jour (correction) :**

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  $K$ , l'objet de la phase de correction [21].

Au cours de cette phase, nous améliorons la connaissance de  $X(k+1)$  et  $P(k+1)$  et remplaçons  $\hat{Y}(k+1/k)$  par  $\hat{Y}(k+1/k+1)$  et  $P(k+1/k)$  par  $P(k+1/k+1)$  pour considérer le nouvel instant de mesure à  $k+1$ . Pour cela, on introduit un terme de correction sur la prédiction suivant l'équation récursive [21].

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K(k+1)[Y(k+1) - \hat{Y}(k+1/k)] \quad (\text{II} - 40)$$

Le gain de Kalman est :

$$K(k+1) = P(k+1/k)C_d^T[C_d P(k+1/k)C_d^T + R]^{-1} \quad (\text{II} - 41)$$

L'estimé de la covariance :

$$P(k+1/k+1) = \{I - K(k+1)C_d\}P(k+1/k) \quad (\text{II} - 42)$$

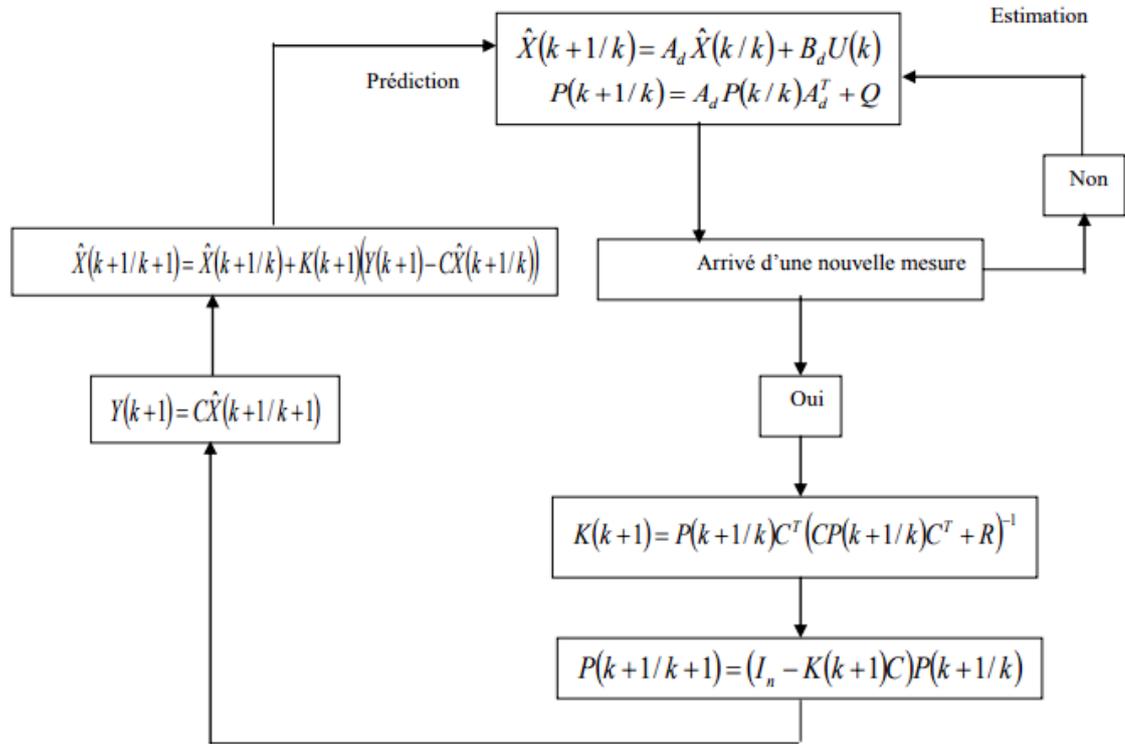


Figure.II.18 : Algorithme du filtre de Kalman.

### II.3.5 Filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman étendu FKE est l'un des observateurs les plus populaires et les plus étudiés dans le domaine de l'estimation d'état de systèmes dynamiques non linéaires basés sur la présence de bruit. Le filtre étendu consiste à appliquer les équations du filtre de Kalman standard au modèle non linéaire.

Elle permet notamment d'ajouter une autre variable au vecteur d'état que l'on souhaite estimer, puis il faut effectuer une linéarisation du système à chaque étape autour des points de fonctionnement définis à l'étape précédente.

Le modèle stochastique discret de la MAS est donné par :

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) + W(k) \\ Y(k+1) = C_d X(k) + V(k) \end{cases} \quad (\text{II} - 43)$$

Qui peut être écrit sous forme :

$$\begin{cases} X(k+1) = f[X(k), U(k), k] + W(k) \\ Y(k+1) = h[X(k) + V(k)] \end{cases} \quad (\text{II} - 44)$$

Avec ;

X : vecteur d'état à estimer ;

U : vecteur d'entrée ;

Les bruits d'état W(k) et de mesure V(k) sont ici supposés centrés, blancs, indépendants et de matrices de covariance Q, R définis par :

$$E[V(k)] = 0$$

$$E[W(k)] = 0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{cov}(V) = E\{V(k)V(k-1)^T\} = Q \\ \text{cov}(W) = E\{W(k)W(k-1)^T\} = R \end{array} \right.$$

Q : matrice de covariance des états ;

R : matrice de covariance des mesures.

### II. 3.5.1 Algorithme de filtre de Kalman étendu

On distingue deux étapes principales pour la réalisation de l'algorithme du filtre de Kalman étendu :

#### 1. Phase de prédiction :

Prédiction du vecteur d'état étendu :

$$\hat{X}(k+1/k) = f[\hat{X}(k/k), U(k), k] \quad (\text{II} - 45)$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant k+1.

On cherche alors à déterminer sa variance [20] :

- Calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction :

Prédiction de la matrice de covariance :

$$P(k+1/k) = F(k)P(k/k)F^T(k) + Q \quad (\text{II} - 46)$$

Avec ;

$$F(k) = \left. \frac{\partial f}{\partial X} \right|_{X=\hat{X}(k/k)}$$

#### 2. Phase de correction :

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée  $Y(k+1)$  et la sortie prédite  $\hat{Y}(k+1/k)$ . Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre K (k+1). En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes [20] :

- Calcul du gain de Kalman :

$$K(k + 1) = P(k + 1/k)H^T [HP(k + 1/k)H^T + R]^{-1} \tag{II - 47}$$

Avec :

$$H(k) = \left. \frac{\partial h}{\partial X} \right|_{x=\hat{X}\left(\frac{k}{k}\right)} \tag{II - 48}$$

- Estimation du vecteur d'état étendu :

$$\hat{X}(k + 1/k + 1) = \hat{X}(k + 1/k) + K(k + 1)[Y(k + 1) - \hat{Y}(k + 1/k)] \tag{II - 49}$$

- Estimation de la matrice de covariance :

$$P(k + 1/k + 1) = \{I - K(k + 1)H\}P(k + 1/k) \tag{II - 50}$$

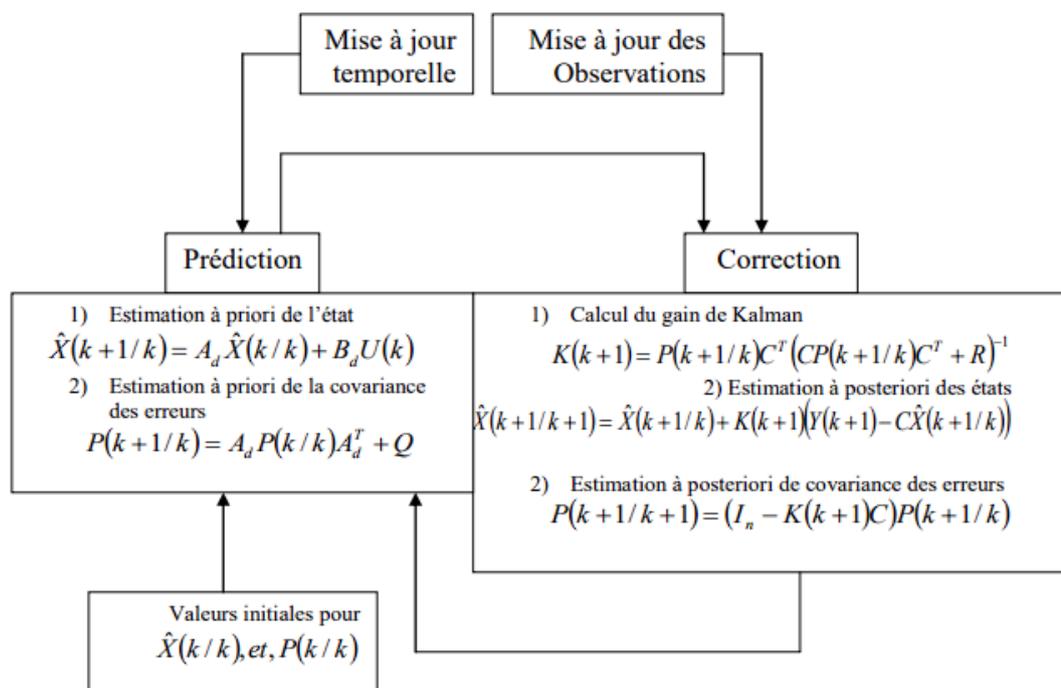


Figure.II.19 : Schéma opérationnel du filtre de Kalman.

### II. 3.5.2 Avantage et Inconvénient de FK

#### Ces Avantage :

- Une approximation de l'erreur de prévision, qui est elle-même un indicateur de précision.
- Son algorithme travaille dans le domaine temporel avec des propriétés récursives et possède le meilleur estimateur au sens des moindres carrés.

• Un autre aspect de son optimalité est d'incorporer toutes les informations disponibles sur le système, les mesures et les erreurs dans un opérateur adaptatif qui est mis à jour chaque fois qu'une nouvelle mesure est disponible.

• Le plus grand avantage de cette méthode est qu'elle fournit une estimation de la matrice de covariance des erreurs de mesure et d'analyse à chaque itération. Cependant, il est nécessaire d'initialiser correctement ces matrices à l'instant ( $t_0$ ) et d'estimer les matrices de covariance d'erreur de modèle et d'erreur d'observation.

#### Et les Inconvénient :

• FK n'est développé que pour les modèles gaussiens linéaires.

• L'hypothèse de bruit gaussien n'est pas nécessaire au fonctionnement du filtre de Kalman qui approxime la densité d'états sachant l'observation (densité conditionnelle) connues par une densité gaussienne déterminée par sa moyenne et sa matrice de covariance. La non-linéarité du modèle peut conduire à une multi modalité de la loi de conditionnement d'état, rendant le filtre de Kalman inapplicable.

• Lorsque le système est fortement non linéaire, le filtre de Kalman étendu peut diverger (divergence : lorsque l'estimation qu'il nous fournit est corrompue par des erreurs de plus en plus importantes. Le filtre devient instable et donc insatisfaisant).

### II.3.6 Application de FKE à l'estimation de la vitesse de rotation de la MAS

Pour l'estimation de la vitesse de rotation de la machine asynchrone par filtre de Kalman étendu, nous utiliserons le modèle obtenu au chapitre I. On considère que la dynamique de la vitesse est très lente par rapport aux dynamiques des grandeurs électriques (courants et flux) : Le modèle dynamique de la machine asynchrone se présentera comme suit [22] :

$$[\dot{X}(t)] = f(X, U)$$

Avec :

$$f(X, U) = \begin{bmatrix} -\gamma x_1 + \frac{K}{T} x_3 + pK x_5 x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ -\gamma x_2 - pK x_5 x_3 + \frac{K}{T_r} x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - p x_5 x_4 \\ \frac{L_m}{T_r} x_2 - \frac{1}{T_r} x_4 + p x_5 x_3 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 51)$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \gamma = \frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}, \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (\text{II} - 52)$$

Les tensions aux stators et les états sont :

$$U = [V_d \quad V_q]^T$$

$$X = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr} \quad \Omega]^T \quad (\text{II} - 53)$$

Le modèle discret du moteur en forme étendu devient :

$$\begin{bmatrix} i_{ds}(k+1) \\ i_{qs}(k+1) \\ \phi_{dr}(k+1) \\ \phi_{qr}(k+1) \\ \Omega(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - T_e \gamma & 0 & T_e \frac{K}{T_r} & p T_e K \Omega & p \cdot T_e K \phi_{qr} \\ 0 & 1 - T_e \gamma & -p \cdot T_e K \Omega & T_e \frac{K}{T_r} & -p \cdot T_e K \phi_{dr} \\ T_e \frac{L_m}{T_r} & 0 & 1 - T_e \frac{1}{T} & -p T_e \Omega & -p \cdot T_e \phi_{qr} \\ 0 & T_e \frac{L_m}{T_r} & p T_e \Omega & 1 - T_e \frac{1}{T} & p \cdot T_e K \phi_{dr} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}(k) \\ i_{qs}(k) \\ \phi_{dr}(k) \\ \phi_{qr}(k) \\ \Omega(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_e}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_e}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d(k) \\ V_q(k) \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 54)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds}(k+1) \\ i_{qs}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [i_{ds}(k) \quad i_{qs}(k) \quad \phi_{dr}(k) \quad \phi_{qr}(k) \quad \Omega(k)]^T \quad (\text{II} - 55)$$

Telle que :

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - T_e & 0 & T_e \frac{K}{T_r} & p \cdot T_e K \Omega & p \cdot T_e K \phi_{qr} \\ 0 & 1 - T_e \gamma & -p \cdot T_e K \Omega & T_e \frac{K}{T_r} & -p \cdot T_e K \phi_{dr} \\ T_e \frac{L_m}{T_r} & 0 & 1 - T_e \frac{1}{T} & -p T_e \Omega & -p \cdot T_e \phi_{qr} \\ 0 & T_e \frac{L_m}{T_r} & p T_e \Omega & 1 - T_e \frac{1}{T} & p \cdot T_e K \phi_{dr} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; B_d = \begin{bmatrix} \frac{T_e}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_e}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$C_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \} \quad (\text{II} - 56)$$

Les matrices de linéarisation  $F(k)$  et  $H(k)$  sont :

$$F(k) = \begin{bmatrix} 1 - T_e \gamma & 0 & T_e \frac{K}{T} & p \cdot T_e K \Omega & p \cdot T_e K \varphi_{qr} \\ 0 & 1 - T_e \gamma & -p \cdot T_e K \Omega & T_e \frac{K}{T_r} & -p \cdot T_e K \varphi_{dr} \\ T_e \frac{L_m}{T} & 0 & 1 - T_e \frac{1}{T} & -p T_e \Omega & -p \cdot T_e \varphi_{qr} \\ 0 & T_e \frac{L_m}{T_r} & p T_e \Omega & 1 - T_e \frac{1}{T} & p \cdot T_e K \varphi_{dr} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 57)$$

$$H(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 58)$$

La matrice de covariance d'état Q est donnée par :

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Q_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Q_{55} \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 59)$$

La matrice de covariance de mesure R est :

$$R = \begin{bmatrix} R_{11} & 0 \\ 0 & R_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 60)$$

La matrice initiale de la covariance d'erreur P (0) est donnée par :

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & P_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & P_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & P_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & P_{55} \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 61)$$

### II.3.7 Résultats des tests de simulation

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation de vitesse par le filtre de Kalman étendu et par conséquent les performances du système d'entraînement global, nous avons soumis notre système à ces tests de simulation démarrage à vide puis en charge.

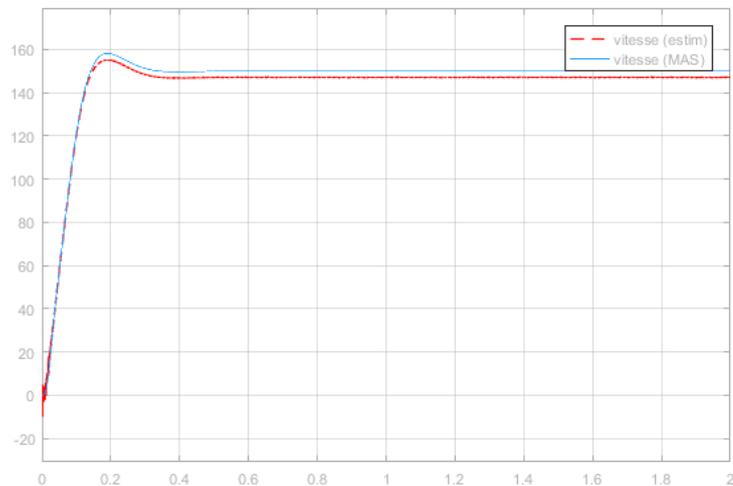
**Démarrage à vide :**

Figure.II.20 : la vitesse (Démarrage à vide)

La Figure II.20 illustre les performances de la commande vectorielle de la MAS sans capteur de vitesse pour un démarrage à vide.

D'après ces résultats, on remarque que la vitesse estimée par le FKE suivant bien l'évolution de la vitesse réelle dans la MAS. L'estimation par le filtre de Kalman étendu dans notre simulation est plus stable et les erreurs d'estimations tendent vers zéro.

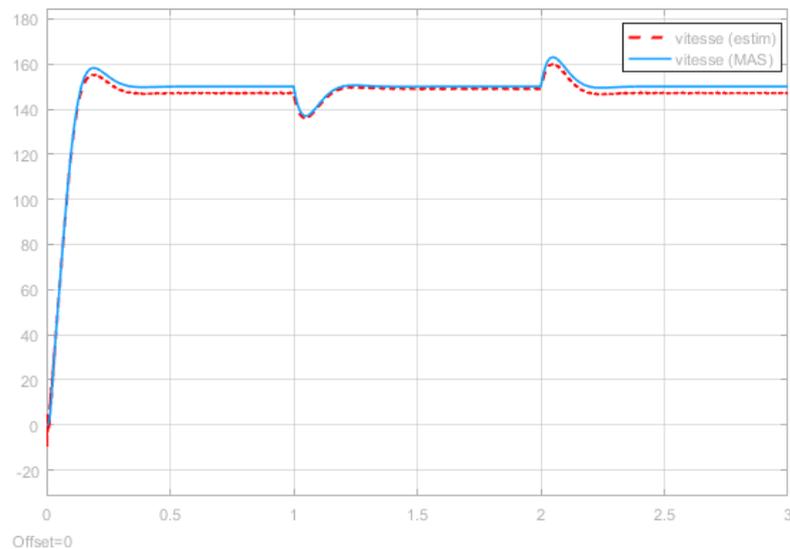
**Démarrage en charge :**

Figure.II.21 : la vitesse (Démarrage en charge)

Des simulations ont été effectuées en appliquant un charge  $C_r = 10\text{Nm}$  entre  $t = [1\text{s}, 2\text{s}]$ , Le résultat sont représentés par la figure II.21 On remarque que la vitesse estimée suit

parfaitement sa référence. On note que ces résultats d'estimation sont très satisfaisants et le FKE reste stable même pour une application d'une charge.

#### **II.4 CONCLUSION**

Dans ce chapitre, on a présenté un algorithme d'estimation de la vitesse d'un moteur à asynchrone (MAS) commandé par commande vectorielle directe associé à un observateur de Kalman (FKE). On a étudié ainsi la robustesse de l'algorithme d'estimation vis à vis des perturbations de différentes nature à travers des situations simulées. Nous avons analysé les propriétés de la commande vectorielle directe et aussi les propriétés de l'estimation de la vitesse de la MAS en utilisant le filtre de Kalman étendu. Globalement, les résultats de simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse sont très satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse, stabilité et précision en régime permanent du système d'entraînement global dans n'importe quelle condition de fonctionnement (démarrage à vide ou avec une charge).

## Chapitre III

# Identification des paramètres du MAS par la méthode PSO

### III.1 Introduction

En ingénierie, plusieurs problèmes nécessitent l'utilisation de méthodes d'optimisation pour approcher ou obtenir des solutions optimales. Les méthodes déterministes semblent répondre à ce besoin, mais les problèmes d'optimums locaux constituent un véritable piège pour accéder à l'optimum global.

Par conséquent, ce problème peut souvent être contourné en utilisant des méta-heuristiques en raison de leur capacité à trouver l'optimum global. Parmi ces techniques, nous citons celles basées sur l'intelligence collective et inspirées de la nature, les plus courantes étant : les Algorithmes Génétiques (AG), les Algorithmes de Colonie de Fourmis (ACO), notamment l'Optimisation d'Essaim de Particules (PSO). Dans ce chapitre, nous introduisons le principe de la méthode PSO et son application dans l'identification et l'optimisation des paramètres des moteurs asynchrones. [28]

### III.2 Optimisation Par Essaims de Particule

#### III.2.1 Définition

L'optimisation par essaim particulaire (OEP) ou *particle Swarm Optimization* (PSO) en anglais, est un algorithme évolutionnaire qui utilise une population de solutions candidates pour développer une solution optimale au problème. Cet algorithme a été proposé par Russel Eberhart (ingénieur en électricité) et James Kennedy (socio-psychologue) en 1995 [23].

Il s'inspire à l'origine du monde du vivant, plus précisément du comportement social des animaux évoluant en essaim, tels que les bancs de poissons et les vols groupés d'oiseaux [24]. L'optimisation par Essaim de particule (OEP) est une technique utilisée pour explorer l'espace de recherche d'un problème quelconque pour trouver l'ensemble des paramètres qui maximise/minimise un objectif particulier. L'objectif est d'avoir les particules convergentes sur l'optimum de la fonction [24].

### III.2.2 Principe du PSO

Un essaim est disposé de façon aléatoire et homogène dans l'espace de recherche et chaque particule possède la capacité de se déplacer avec une vitesse aléatoire. Ainsi, à chaque pas de temps, chaque particule [24] :

- Évalue la qualité de sa position et garde en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position atteinte jusqu'ici (elle peut être la position courante) et sa qualité (la valeur de la fonction à optimiser en cette position).
- Interroge un certain nombre de particules pour obtenir de chacune d'entre elles sa propre meilleure performance.
- Choisit la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance, puis adapte sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.

Le principe de la méthode d'essaim de particule est résumé par la figure III.1. Pour réaliser son prochain mouvement, chaque particule combine trois tendances : suivre sa vitesse propre, revenir vers sa meilleure performance, aller vers la meilleure performance de ses informatrices [25].

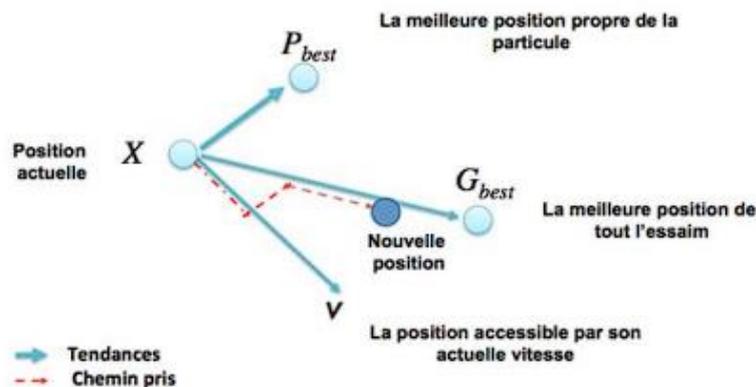


Figure.III.1 : Déplacement d'une particule.

La position de chaque agent (individu ou particule) est représentée par ses coordonnées suivant les deux axes  $xy$  auxquels on associe les vitesses exprimées par  $V_x$  (vitesse suivant l'axe  $x$ ) et  $V_y$  (vitesse suivant l'axe  $y$ ). La modification du comportement de chaque agent se base sur les informations de position et de vitesse [24].

À chaque itération l'agent procède via une fonction objective à l'évaluation de sa meilleure valeur jusque-là (*Pbest*) et sa position suivant les deux axes xy.

Cette information est obtenue à partir de l'analyse des expériences personnelles de chaque agent. En plus, chaque agent connaît la meilleure valeur globale du groupe (*gbest*) parmi les *Pbests*. Cette information représente la valeur autour de laquelle d'autres agents sont performants. Ainsi, chaque agent essaye de modifier sa position en se basant sur les informations suivantes [24] :

Position courante (x, y), Vitesse courante ( $V_x, V_y$ ), Distance entre la position courante et *Pbest*, Distance entre la position courante et, Cette modification peut être représentée par le concept de vitesse.

Le déplacement de la particule *i* entre les itérations *k* et *k + 1* se fait selon les deux équations (II.1) et (II.2) [25] :

$$\begin{aligned} V_i^{k+1} &= w \cdot V_i^k + C_1 \cdot \text{rand } 1 \cdot (X_{Pbest_i} - X_i^k) + C_2 \cdot \text{rand } 2 \cdot (X_{gbest} - X_i^k) \\ X_i^{k+1} &= X_i^k + V_i^{k+1} \end{aligned} \quad (\text{III. 1})$$

Où :

$V_i^k$  : Vitesse de l'agent *i* à l'itération *k* ;

$C_1$  et  $C_2$  : Constantes qui représentent les coefficients d'accélération, elles peuvent être non constantes dans certains cas selon le problème d'optimisation posé ;

rand1, rand2 : Variables aléatoires générés d'une distribution uniforme dans l'intervalle [0,1] ;

$X_i^k$  : Position courante de l'agent *i* à l'itération *k* ;

*w* : Facteur d'inertie ;

Le facteur d'inertie est utilisé pour contrôler l'influence de la vitesse obtenue au pas précédent de la particule. L'expression de facteur d'inertie la plus utilisée par les chercheurs est formulé comme suit [26] :

$$w = (w_{max} - w_{min}) * \frac{(itr_{max} - itr)}{itr_{max}} - w_{min} \quad (\text{III. 2})$$

Avec :

$w_{max}, w_{min}$  : Les limites autorisées dans l'espace de recherche spécifié ;

$itr_{max}$  : Itération maximale ;

### III.2.3 Étapes de l'algorithme PSO

Le but de l'algorithme PSO est d'optimiser une fonction continue dans un espace donné. Dans la majorité des cas, l'algorithme d'optimisation recherche le maximum ou le minimum global de l'espace de recherche. Voici la description des étapes de l'algorithme PSO [28] :

L'algorithme PSO fonctionne sur des essaims de particules, pas particules isolées, nous allons donc d'abord générer une population initiale d'individus, puis L'évaluation de chaque particule par la fonction objective s'appelle la fonction d'évaluation.

Ensuite, nous exécutons le cycle de mise à jour des particules :

**Étape 0** : Initialisation des paramètres, et définir le critère d'arrêt.

**Étape 1** : Calcul de la qualité  $G(x_i)$  de la particule  $i$  en fonction de son vecteur de position ( $x_i$ ).

**Étape 2** : Établir si la qualité  $G(x_i)$  obtenue par la particule  $i$  est supérieure à la meilleure qualité que cette particule a obtenue antérieurement ( $P_{best}$ ). Si  $G(x_i) > G(P_{best})$ , la présente position de la particule  $x_i$  est sauvegardée comme étant la meilleure position  $P_{best}$  obtenue à ce jour pour la particule  $i$ .

**Étape 3** : Établir si la qualité  $G(P_{best})$  obtenue par la particule  $i$  est plus grande que la meilleure qualité  $G(g_{best})$  obtenue pour l'ensemble de la population. Si tel est le cas, l'indice de la particule ayant obtenu la meilleure qualité  $g$  prend la valeur  $i$ .

**Étape 4** : Mettre à jour la vitesse de déplacement  $v_{i(k+1)}$  de la particule  $i$ . Cette mise à jour tient compte de la vitesse précédente de la particule  $v_{i(k)}$ , de sa position présente ( $x_i$ ), de la position de la meilleure qualité  $P_{best}$  obtenue par cette particule ainsi que de la position de la meilleure qualité globale  $g_{best}$  obtenue par la population. Une fois cette vitesse mise à jour, il faut vérifier si la nouvelle vitesse  $v_{i(k+1)}$  de la particule  $i$  est contenue dans les limites autorisées ( $V_{max}$ ,  $V_{min}$ ). Si tel n'est pas le cas, la nouvelle vitesse est réduite à la borne la plus proche.

**Étape 5** : Mettre à jour la position  $x_{i(k+1)}$  de la particule  $i$ . Cette mise à jour tient compte de la position précédente de la particule  $x_{i(k)}$  ainsi que de la nouvelle vitesse  $v_{i(k+1)}$  calculée à l'étape 4. Une fois la position de la particule  $i$  mise à jour, il faut vérifier si la nouvelle position  $x_{i(k+1)}$  est contenue dans l'espace de recherche spécifié par ( $X_{max}$ ,  $X_{min}$ ). Si tel n'est pas le cas, la nouvelle position est ramenée à la borne la plus proche.

**Étape 6** : Si le critère d'arrêt est vérifié, alors l'algorithme se termine. S'il ne l'est pas, une nouvelle itération commence en retournant à l'Étape 1 avec la première particule ( $k = k+1$ ). L'organigramme de cet algorithme peut être dressé comme suit en figure III.2 :

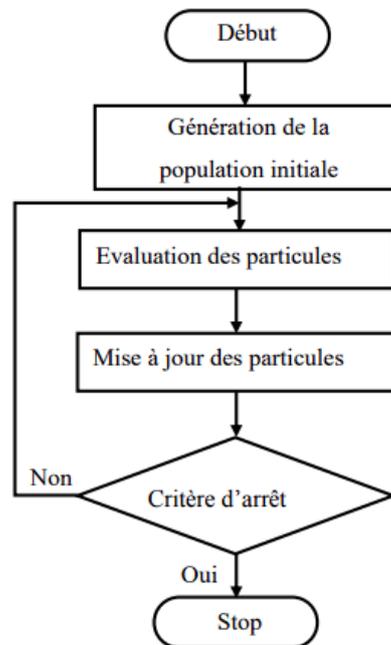


Figure.III.2 : Organigramme de la PSO.

### III.2.4 Topologie du voisinage

Le réseau de rapports entre toutes les particules est connu sous le nom de “la topologie de l’essaim”. Le choix d’une topologie du voisinage à une importance cruciale, plusieurs études de topologies ont été menées à ce propos, différentes combinaisons ont été proposées dont les plus utilisées sont susmentionnées ci-dessous [27] :

a) Topologie en étoile : chaque particule est reliée à toutes les autres (l’optimum du voisinage est l’optimum global) figure III.3 (a).

b) Topologie en anneau : chaque particule est reliée à  $n$  particules (en général,  $n = 3$ ), c’est la topologie la plus utilisée figure III.3 (b).

c) Topologie en rayon : les particules ne communiquent qu’avec une seule particule centrale figure III.3 (c).

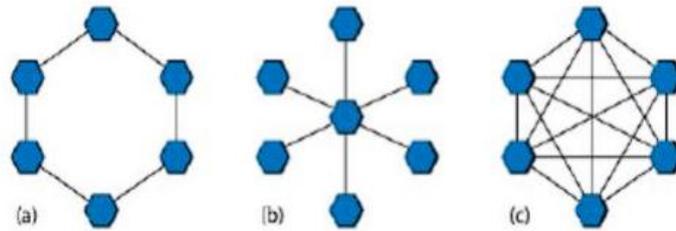


Figure.III.3 : différents types de topologies pour un essaim de particules (a) anneau, (b) rayon, (c) étoile.

### III.2.5 Critère d'arrêt

Le critère d'arrêt correspond généralement à un nombre d'itérations prédéfinies, mais on peut également spécifier un critère d'arrêt en fonction de la meilleure valeur de qualité  $G(gbest)$  obtenue pour l'ensemble des particules [23].

### III.2.6 Avantages et inconvénients de la technique PSO

L'optimisation par essaim particulaire présente un avantage certain dans le sens où elle permet une exploration aléatoire de l'espace de solution. Sa simplicité à mettre en œuvre et son exécution conduit à l'obtention de très bons résultats, rapidement avec peu de paramètre à ajuster. Elle est caractérisée par sa convergence rapide, ce qui peut conduire les algorithmes à stagner dans un optimum local [23]. Bien que le PSO trouve de bonnes solutions dans un temps beaucoup plus court que d'autres algorithmes, l'amélioration de la qualité des solutions ne peut être garantie en augmentant le nombre d'itération. L'algorithme PSO a deux inconvénients principaux [23] :

- Le premier inconvénient est que l'essaim peut prématurément converger.
- Le deuxième inconvénient est que les approches stochastiques ont un problème de dépendance tout changement d'un de leurs paramètres peut avoir un effet sur le fonctionnement de l'algorithme tout comme sur la solution obtenue.

### III.3 Identification paramétrique du MAS par la méthode PSO

Contrairement à la modélisation mathématique, l'identification est une méthode expérimentale, au cours de laquelle le modèle généré à partir des connaissances priori est optimisé à partir des données mesurées afin d'approcher le plus fidèlement possible le comportement du système réel. La méthode d'identification est basée sur la comparaison entre les sorties du modèle Représentatif des moteurs asynchrones et mesuré sur des moteurs réels.

Cette partie est consacrée à l'identification de la technologie PSO et l'optimisation du paramètre du moteur asynchrone. Le problème d'identification d'un MAS est formulé sur une base comparative entre la sortie de son modèle et la sortie mesurée sur une vraie machine. Paramètres du modèle ajustés pour minimiser l'erreur de sortie quadratique à l'aide de l'algorithme PSO. Machine réelle et son modèle sont excités par la même entrée  $U_s$ , et les sorties réelles et estimées sont comparées pour créer un vecteur d'erreur.

Ensuite, l'algorithme ajuste les données du vecteur des paramètres afin de minimiser une fonction objectif liée à l'erreur. Généralement, on choisit un critère intégral telle que l'erreur quadratique intégrale (Integral Squared Error : ISE) comme index de performance. [28]

L'expression dans le temps continu du critère ISE est donnée par :

$$ISE = \int_{t_1}^{t_2} e^2(t) \cdot dt \quad (\text{III. 3})$$

Alors que son expression discrétisée est de la forme :

$$ISE = \sum_{n=1}^N e^2(n) \quad (\text{III. 4})$$

$(t_2 - t_1)$  : intervalle de temps considéré ;

$N$  : nombre d'échantillon correspondant.

Dans le cas du moteur asynchrone triphasé, la stratégie d'identification mise en œuvre dans ce travail est basée sur un processus répétitif exploitant l'erreur entre les sorties respectives de la machine réelle et de son modèle défini dans le référentiel d q (Figure.III.4).

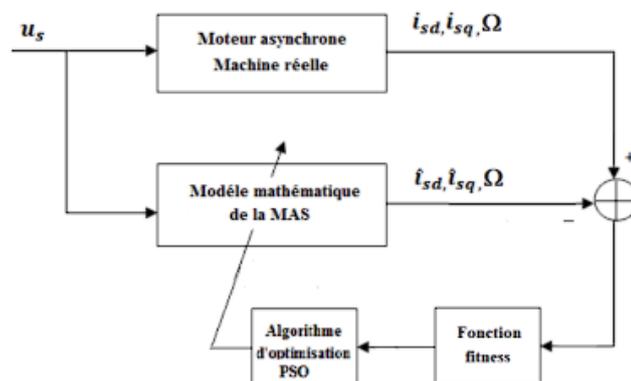


Figure.III.4 : Structure de l'identification paramétrique par la méthode PSO.

Pour chaque itération du processus d'identification, l'algorithme PSO effectue  $N$  itérations et détermine les composantes du vecteur paramètre, à savoir :  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $J$  (le

coefficient de frottement sera ignoré). Le nombre de répétitions du processus de reconnaissance, sélectionné au départ, sera considéré comme le critère d'arrêt de l'identification. Une fois cette fonction objective minimisée, le vecteur Les paramètres estimés sont les meilleurs au sens des critères retenus pour l'identification.

L'identification des paramètres du moteur asynchrone basé sur PSO est effectuée en prenant comme fonction fitness le critère intégral ISE d'une fonction pondérée de l'erreur (au carré) existante entre les courants du stator  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$  et sa vitesse de rotation  $\Omega$ . Les informations  $I_{s\alpha}$ ,  $I_{s\beta}$  sont relevées expérimentalement sur la machine réelle et celles estimées  $\hat{i}_{s\alpha}$ ,  $\hat{i}_{s\beta}$  par son modèle, excités par les mêmes valeurs de tension  $U_s$  (qui correspond aux composantes biphasées  $U_{s\alpha}$ ,  $U_{s\beta}$ ) et de fréquence  $f$ .

Les courants mesurés et estimés par le modèle sont comparés pour évaluer la fonction fitness et ainsi l'algorithme d'optimisation détermine, après  $N$  itérations, les nouveaux paramètres de la machine en vue de minimiser l'erreur quadratique (Figure III.5). [28]

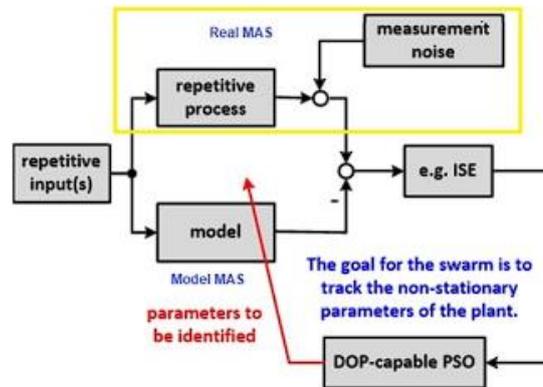


Figure.III.5 : Principe de l'identification paramétrique par la méthode PSO.

Le critère choisit dans ce travail a pour expression :

$$\text{Fitness} = ISE = \sum_{n=1}^N \left\{ k_{\alpha} \cdot (i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha})^2 + k_{\beta} \cdot (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta})^2 + k_{\Omega} \cdot (\Omega - \hat{\Omega})^2 \right\} \quad (\text{III.5})$$

### III.3 .1 Simulation et discussions

L'implantation dans Matlab/Simulink du modèle de simulation donné par la figure.

**III.6 : Schéma d'implantation dans Matlab/Simulink de la technique d'identification par la technique PSO :**

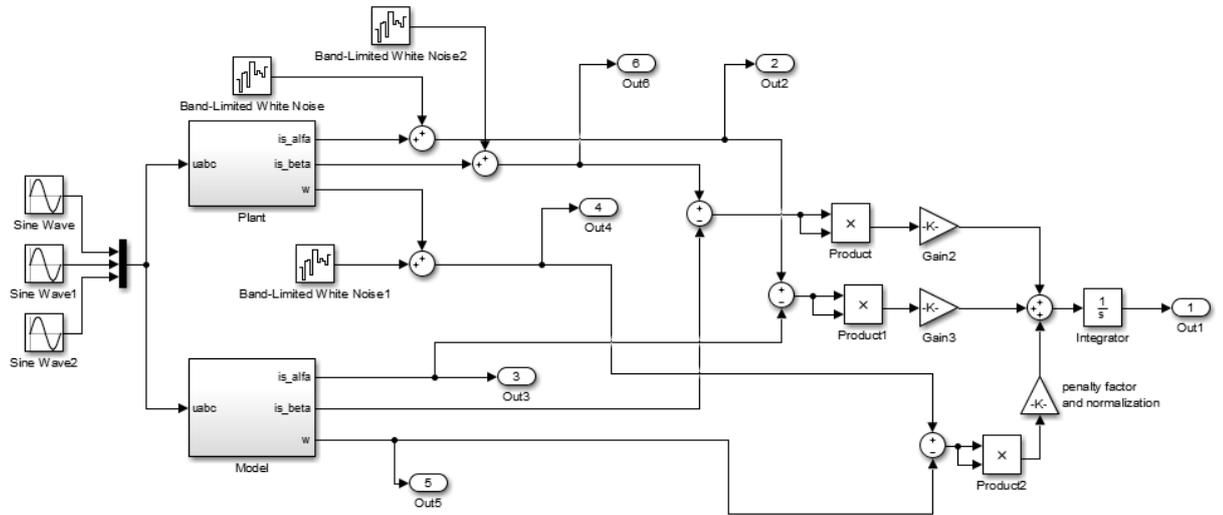


Figure.III.6 : Schéma d'implantation dans Matlab/Simulink de la technique d'identification par la technique PSO.

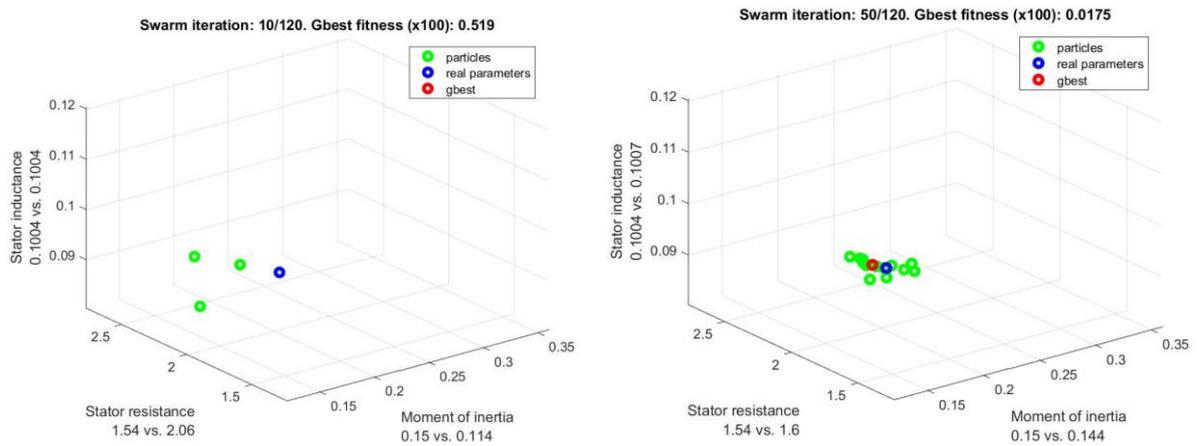


Figure.III.7 : Convergence des particules aux itérations  $k = 10$  et  $k = 50$

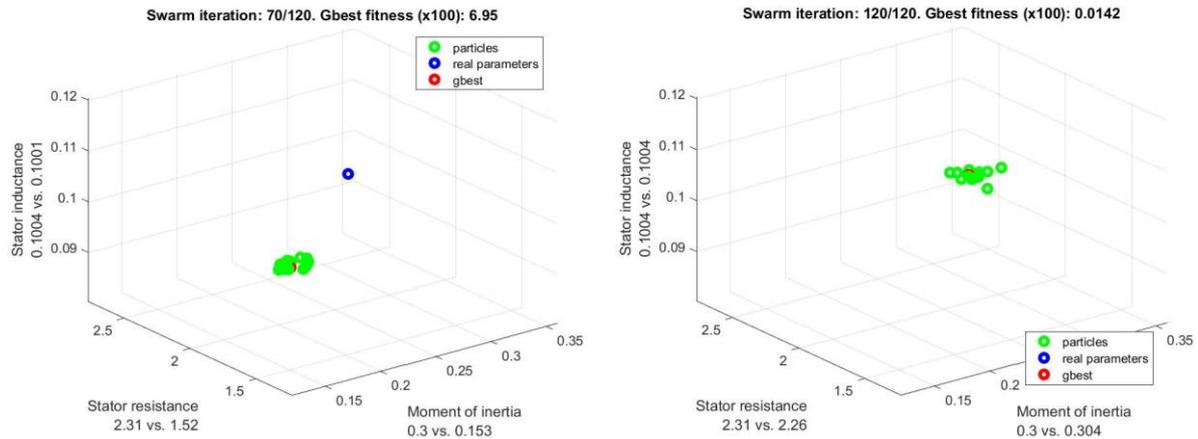


Figure.III.8 : Convergence des particules aux itérations  $k = 70$  et  $k = 120$

Dans ce qui suit les simulations sont menées pour investiguer l'efficacité de l'algorithme PSO proposé dans l'identification du système. Les programmes de simulation sont réalisés par le l'outil de développement Matlab. Les valeurs des paramètres de contrôle de l'algorithme PSO utilisés dans la simulation sont :

- Nombre de particules = 15
- Nombre maximal d'itération du processus = 120
- Constante d'évaporation : 1,1 Facteur de pénalité = 0,1
- Facteur de correction = 2.05 ;
- $i_{max} = 70$  ;  $w_{max} = 100$  ;
- Horizon (temps) de simulation du processus répétitif : 0,6 s ;
- Taille du pas fixe utilisé par le solveur : 0,001 s ;
- Couple résistant nominal et instant d'application : 10 mN ton = 0,5 s.

### III.3 .2 interprétations des résultats de simulation

PSO a été utilisé pour suivre les paramètres du processus répétitif non stationnaire. Dans notre étude ce dernier est utilisé pour identifier la résistance statorique, inductance statorique, moment d'inertie les figures montrent l'évolution des particules dans l'espace de recherche  $L_s = f(R_s, J)$  pour les itérations  $k = 10$ ,  $k = 50$ ,  $k = 70$  et  $k = 120$ .

Après l'exécution de l'algorithme, nous avons obtenus les résultats ci-dessous. Le tableau suivant résume les résultats de l'estimation en montrant les valeurs réelles et estimées des paramètres.

Paramètres	Réelles	Estimés
<b>Rs</b>	2.31	2.26
<b>Ls</b>	0.1004	0.1004
<b>J</b>	0.3	0.304

Table III.1 – Résultats de l'estimation des paramètres du MAS.

**Erreurs d'estimation :**

$$\delta R_s = 100x \frac{2.31 - 2.26}{2.31} = 2.164\%$$

$$\delta L_s = 100x \frac{0.1004 - 0.1004}{0.1004} = 0,0\%$$

$$\delta J = 100x \frac{0,3 - 0.304}{0,3} = -1.333\%$$

Comme indiqué dans les Figure.III.7 et Figure.III.8 L'identification des 3 paramètres du moteur est d'une bonne précision (pour moment d'inertie J, l'inductance statorique et la résistance statorique) mais elle est meilleure pour l'inductance statorique, qui a un Erreurs d'estimation de 0,0% pour Ls, ce qui montre une précision parfaite. D'autre part pour moment d'inertie J et la résistance statorique ont des résultats satisfaisants avec une bonne précision, et les résultats de simulation montrent l'efficacité de la méthode.

La figure III.9 illustre la convergence des paramètres du moteur asynchrone lors du processus d'identification par la technique PSO. Des valeurs initiales sont imposées aux paramètres du moteur, puis sont modifiées à la 60ème itération, pour rejoindre brusquement leurs valeurs nominales. L'inductance statorique ne sont pas soumis à ce changement et possèdent leurs valeurs nominales pendant toute la procédure d'identification.

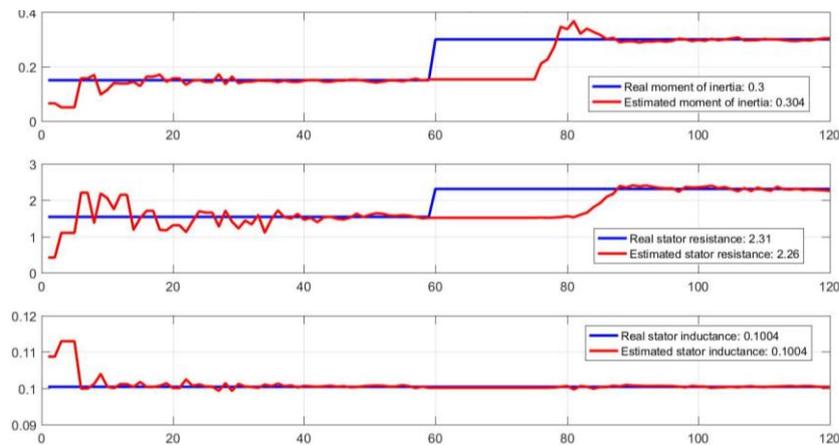


Figure.III.9 : convergence des paramètres du moteur asynchrone.

On remarque que les grandeurs estimées convergent rapidement vers leurs valeurs réelles, avec toutefois des oscillations qui affectent l'identification en début de processus. Ces oscillations sont amorties très rapidement, même après le changement brusque des valeurs réelles.

### III.4 Conclusion

L'objectif principal de ce chapitre est d'identifier plus précisément les paramètres électriques des moteurs à induction en appliquant une méthode basée sur l'algorithme PSO. Cette approche est un méta heuristique récent inspiré des propriétés des essaims parfaits de particules dans un orchestre.

L'application réussie et les résultats démontrent clairement l'efficacité de Cette technique qui est utilisée pour l'identification des paramètres des modèles dynamiques de machines asynchrone. La méthode obtient des résultats satisfaisants avec une bonne précision, et les résultats de simulation montrent l'efficacité de la méthode

## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif d'étudier et simuler des techniques d'estimation et d'identification appliquées à la Machine Asynchrone.

Pour arriver à ce but, d'abord nous avons commencé par la modélisation de la MAS en utilisant la modélisation de Park. Ensuite la théorie de la commande vectorielle à flux rotorique orienté. Ensuite pour remédier au problème de mesure il y a plusieurs techniques d'estimations et notre choix a été fait avec le filtre de Kalman étendu. Enfin pour l'identification des paramètres du MAS on opte à étudier la technique d'identification basée sur la méthode méta-heuristique d'optimisation PSO.

Dans le premier chapitre, on présente la modélisation mathématique de la MAS. Le développement débute par la description de la machine asynchrone accompagnée de son principe de fonctionnement, on a abordé la modélisation de la machine commandée en tension. Le principe de la transformation de Park est appliqué sur le modèle de la MAS.

Ensuite, nous avons donné dans le deuxième chapitre, les principes de base de la commande vectorielle qui permet d'imposer à la machine asynchrone des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu, Les principes de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique ont été résumés, avec les régulateurs classiques (PI) utilisés dans la commande. Et aussi on va présenter les notions de base des observateurs pour l'estimation des variables d'état des systèmes, ensuite on généralisera cette notion par l'étude du filtre de Kalman étendu pour estimer la vitesse du MAS.

Le troisième chapitre est consacré à la technique d'identification basée sur la méthode méta-heuristique d'optimisation PSO. Après avoir présenté cette méthode, son algorithme, ses avantages et ses inconvénients, nous sommes intéressés à la procédure d'identification des paramètres :  $R_s$ ,  $L_s$  et  $J$  du MAS. Celle-ci s'appuyant sur un processus répétitif exploitant l'erreur entre les sorties de la machine réelle (modèle simulé) et de son modèle défini dans le référentiel stationnaire  $\alpha\beta$ . Le calcul de la précision des paramètres estimés a été effectué, montrant la faisabilité de la méthode présentée et d'autre part une identification de qualité satisfaisante en termes de fiabilité, et de convergence.

## **Références Bibliographiques**

## Références Bibliographiques

[1] L. M. Tolbert, "Multilevel Converters for Large Electric Drives", IEEE Trans. on Ind. Application, Vol. 35, pp. 36-44, January/February 1999.

[2] Diegogutierrez.perso.neuf.fr, 2022. [Online]. Available : <http://diegogutierrez.perso.neuf.fr/tpe/histoire.html>. [Accessed : 22-may- 2022].

[3] Canudas de Wit, C. Commande des moteurs asynchrones 1- Modélisation, contrôle vectoriel et DTC, Hermès Science Publication, France, 2000.

[4] S. Loutzky. Calcul pratique des alternateurs et des moteurs asynchrones. Eyrolles, 1969.

[5] "Champ tournant et triphasé (animation CabriJava)", Web.cortial.net, 2022. [Online]. Available : [http://web.cortial.net/bibliohtml/chpri\\_j.html](http://web.cortial.net/bibliohtml/chpri_j.html). [Accessed : 18- Apr- 2022].

[6] J.P. Caron, J.P. Hautier : "Modélisation et Commande de la machine asynchrone", Edition Technip, France 1995.

[7] Jean. Paul Louis : "Modélisation des machines électriques en vue de leur commande ", Lavoisier, Paris 2004.

[8] Mr RABIA LAKHDAR : "Identification des paramètres d'un moteur asynchrone a cage, Université Kasdi Merbah Ouargla 2015.

[9] Melle SAIDJI REBIHA « impact des défauts de l'onduleur triphasé sur le diagnostic du moteur asynchrone », mémoire master, Université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2017, ALGERIE.

[10] Dr A.H BOUDINAR « Étude et développement d'un turbo identificateur à haute résolution Application au diagnostic des Machines Asynchrones à Cage d'Écureuil, thèse doctorat, Université des sciences et technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2007, ALGERIE.

[11] Mr ZEGAI MOHAMMED LAMINE « Synthèses Des Techniques de Commande DTC Associe à L'intelligence Artificielle applique au contrôle d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur multi-niveau », thèse doctorat, Université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2018, ALGERIE.

[12] Dr A. MEROUFEL « Contrôle de la machine Asynchrone », Université Djilali Liabes-Sidi Bel abbés, 2009, ALGERIE.

[13] M elle ASSALI BOUCHRA « La commande DTC d'un moteur asynchrone », mémoire master, Université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2018, ALGERIE.

[14] Mr BELHAMDI SAAD « Diagnostic des défauts de la machine asynchrone contrôlée par différente technique de commande », thèse doctorat, Université Mohamed Khider- Biskra, 08/05/2014, ALGERIE.

[15] Mr ELBIA YUCEF « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté », Université el hadj Lakhdar Batna, 15/06/2009, ALGERIE.

- [16] Mr FATEH MEHAZZEM « Contribution à commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique », Université Paris-Est, 2010.
- [17] Tarek Boumegoura thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon en génie électrique, Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic 2001.
- [18] Faddane Mohamed Sadadik," Commande optimale d'une moteur asynchrone muni d'un pilotage vectoriel ", Thèse de master, université de Kasdi Merbah Ouargla, 2016.
- [19] Katsuhiko Ogata, "Modern Control Engineering, Prentice Hall", Upper Saddle River, New Jersey, 1997.
- [20] M. Benamor, « Commande par DTC de la machine à induction sans capteur de vitesse. Utilisation du filtre de Kalman pour l'estimation de la vitesse », mémoire de magistère, Université de Batna.
- [21] Y. Beddiaf, « Étude et Simulation d'estimateurs et observateurs robustes de flux et de vitesse pour la machine asynchrone », Thèse de Magister, Université de Batna.2006.
- [22] A. Fezzani, « Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique ». Mémoire de magister, université de Batna, 2000.
- [23] A. Mechernene : Notes de cours : Techniques d'intelligence Artificielle, Master M2-ELT-CE, Semestre S1 - EC921, 2019.
- [24] F. Douadi, « Méthodologie d'optimisation par les techniques intelligentes d'un contrôleur PID pour un système CSTR », mémoire de master, université Ferhat Abbas –Sétif, 2014.
- [25] M. Zemzami, N. Elhami, A. Makhloufi, M. Itmi, N. Hmina, « Application d'un modèle parallèle de la méthode PSO au problème de transport d'électricité », Centre de Recherche sur l'Information Scientifique et Technique, London, 2016.
- [26] Tarek Boumegoura thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon en génie électrique, Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic 2001.
- [27] P. Henniges, « Pso pour l'apprentissage supervisé des réseaux neuronaux de type fuzzy artmap », mémoire de fin d'étude, Université du Québec, 2006.
- [28] S. BOUCHAOUR, B. BOUTERFAS, « Détermination des paramètres d'un moteur asynchrone par différentes techniques d'identification », mémoire de master, Université Aboubakr Belkaïd–Tlemcen, 2019.