

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

HAMMAMI Lokmane

&

BENDALI Amine

pour l'obtention du diplôme Master en Électrotechnique option Machines Electriques

Thème

# IMPLEMENTATION DU FILTRE DE KALMAN SUR DSP POUR LE MOTEUR A INDUCTION

Proposé par : El merraoui Khadidja & Ferdjouni Abdelazize

Année Universitaire 2014-2015

# *Dédicace*

C'est avec profonde gratitude et sincères mots,  
que je dédie ce modeste travail de fin d'étude à  
mes chers parents ; qui ont sacrifier leur vie pour  
ma réussite et m'on éclairé le chemin par  
leur conseils judicieux.

J'espère qu'un jour,  
je pourrais leur rendre un peut de ce qu'ils ont  
fait pour moi, que dieu leur prête bonheur et longue vie.

Je dédie aussi ce travail à mes frères,  
mes sœurs, ma famille, les amis  
et a mes professeurs qu'ont ma enseigner.

Et a tous ceux qui me sont chers.

Hammami



# *Dédicace*

A mes très chers parents

Je vous dois ce que je suis aujourd'hui grâce à votre amour, à votre patience et vos innombrables sacrifices. Que ce modeste travail, soit pour vous une petite reconnaissance envers ce que vous avez fait d'incroyable pour moi. Que dieu le tout puissant, vous protège et procure santé et longue vie afin que je puisse à mon tour vous combler.

A mes très chères sœur et frères

Aucune dédicace ne saurait exprimer assez profondément ce que je ressens envers vous. Je vous dirais tout simplement, un grand merci, je vous aime.

A mes très chers amis

Hocine, Zakaria, Ryad et mon binôme Lokmane. En témoignage de l'amitié sincère qui nous a liés et des bons moments passés ensemble. Je vous dédie ce travail en vous souhaitant un avenir plein de bonheur et de bonnes promesses.

Amine





# *Remerciements*

Nos remerciements s'adressent d'abord à Dieu le tout puissant pour les chances qui nous sont offertes pour réaliser ce travail.

Au Mm EL-MERRAOUI notre promotrice. Vous nous avez accordée votre confiance en acceptant de diriger ce mémoire, malgré les multiples occupations qui sont les vôtres. Votre ouverture d'esprit et surtout l'intérêt que vous portez à la science font de vous une source intarissable à laquelle tout étudiant devrait s'abreuver. Trouver ici le témoignage de notre profonde gratitude et de nos sincères remerciements.

Au professeur FERDJOUNI Abdelaziz, notre Co-promoteur, nous apprécions votre qualité professionnelle et intellectuelle, permettez-nous de vous témoigner notre profonde gratitude.

Nous remerciant aussi aux membres du jury qui nous ont honorés par leurs participations.

Et tous ceux qui de près ou de loin ont apporté leur contribution à la réalisation de travail, je vous prie de trouver l'expression de ma profonde reconnaissance.

Hammami, Bendali



---

**ملخص:** المحرك الغير متزامن هو الأكثر استخداما في الصناعة نظرا لصلابته . وقد مكنت التطورات التكنولوجية الحديثة في مجال الالكترونيات تطوير مراقبة الأداء لكي تلبي المتطلبات الصناعية. يتطلب أي نظام تحكم معلومات عن الكميات التي يتم السيطرة عليها. في دراستنا، تقدير الحقل المغناطيسي و السرعة الميكانيكية أساسي و لكن غالبا هذه الكميات يصعب الوصول إليها لأسباب فنية وتقنية أو إلى مشاكل في التكلفة. سنركز في هذا العمل على مرشح كالمان و تطبيقه على محرك غير متزامن لتقدير الحقل المغناطيسي و السرعة الميكانيكية و هذا باستعمال بطاقة الـ دي سبيس.

**الكلمات المفتاحية :** محرك غير متزامن. مرشح كالمان. دي سبيس.

---

**Résumé :** dans l'industrie LA MAS est la plus utilisé. Les technologiques avancées de l'électronique de puissance ont permis de développer des commande qui répondent aux exigences industrielles. Tout système de commande nécessite des informations sur les grandeurs à régulé. Dans notre étude on fait l'estimation du flux rotorique et de la vitesse mécanique. Or, ces grandeurs sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou problèmes de coût. on s'intéressera dans ce travail au filtre de Kalman qui est implémentation sur une carte dSPACE. appliqué à la MAS pour l'estimation des flux rotoriques et de la vitesse mécanique.

**Mots clés :** Moteur Asynchrone ; filtre de Kalman ; dSPACE.

---

**Abstract:** The asynchronous motor is the most used in the industry. Recent technological advances in power electronics have enabled the development of performance control that meets industrial requirements. Any control system requires information on the quantities to be controlled. In our study, the estimated rotor's flow and mechanical speed are essential. However, these quantities are often difficult to access for technical reasons (flow) or cost problems (speed). We will focus in this work on Kalman filter which is implemented on a dSPACE card. applied to the MAS for estimating stator's currents, the rotor's flow and mechanical speed.

**Keywords:** asynchronous motor; Kalman filter; dSPACE.

---

# Table des matières

Introduction générale .....	1
-----------------------------	---

## Chapitre 1

### Modélisation de la MAS

1.1 Introduction .....	3
1.2 Constitution de la MAS .....	4
1.2.1 Le Stator .....	4
1.2.2 Le Rotor .....	5
a Rotor bobiné .....	5
b Rotor à cage d'écureuil .....	5
1.3 Principe de fonctionnement de la MAS .....	6
1.4 Modélisation et mise en équations .....	7
1.4.1 Hypothèses simplificatrices .....	7
1.4.2 Modèle de la machine asynchrone triphasée .....	8
1.4.3 Les équations électriques .....	9
1.4.4 Les équations magnétiques .....	10
1.4.5 Transformation de PARK appliquer a la MAS .....	11
1.4.6 Choix du repère de PARK .....	13
a Référentiel lié au stator .....	14
1.4.7 Modèle d'état .....	16
1.5 Conclusion .....	18

## Chapitre 2

### Filtre de Kalman

2.1 Introduction .....	19
2.2 L'observabilité .....	20
2.2.1 Observabilité des Systèmes linéaires .....	20
a Critère d'observabilité de Kalman .....	20
2.2.2 Observabilité des Systèmes non-linéaires .....	21
2.3 Observateur .....	24

2.3.1 Observateur des Systèmes linéaires .....	24
a Observateur de Luenberger .....	24
b Observateur de Kalman .....	26
2.3.2 Observateur des Systèmes non-linéaires .....	26
2.4 Le Filtre de Kalman .....	27
2.4.1 Principe du filtre de Kalman .....	27
2.4.2 Cas des système continus .....	28
2.4.3 Cas des systèmes discrètes .....	30
2.5 Filtre de Kalman étendu .....	35
2.6 Application a la MAS .....	37
2.6.1 Application du Filtre de Kalman Standard « FK » .....	37
2.6.2 Application du Filtre de Kalman Etendu « FKE » .....	39
2.7 Conclusion .....	41

### Chapitre 3

#### Implémentation des Filtres de Kalman sur la carte dSPACE DS1104

3.1 Introduction .....	42
3.2 Implémentation du Filtre de Kalman .....	42
3.2.1 Introduction à la S-Function .....	42
3.3 Présentation de la carte DSpace .....	44
3.3.1 Architecture interne du DS1104 .....	45
3.3.2 Interfaces fournies par le processeur Maitre .....	45
3.3.3 L'encodeur incrémental .....	46
a Principe de fonctionnement .....	46
b Le schéma block pour l'encodeur .....	47
c Caractéristiques de l'encodeur GI355 .....	48
3.4 ControlDesk .....	49
3.5 Conclusion .....	49

## Chapitre 4

### Résultats et Commentaires

4.1 Introduction .....	50
4.2 Structure des différents Blocs de Simulation .....	50
4.2.1 Bloc de la MAS dans Simulink .....	50
4.2.2 Bloc du Filtre de Kalman linéaire .....	51
4.2.3 Bloc du Filtre de Kalman étendu .....	52
4.3 Résultats de Simulation .....	52
4.3.1 Résultats de simulation du FK .....	52
a simulation à vide et en charge .....	53
b Simulation avec changement de vitesse .....	55
4.3.2 Résultats de simulation du FKE .....	57
a Simulation à vide et en charge .....	57
b Simulation avec changement de vitesse .....	59
4.4 Résultats d'application du FK et FKE sur une DS1104 .....	61
4.4.1 Bloc du Filtre de Kalman linéaire .....	61
a Résultats de l'application du FK sur la MAS .....	62
4.4.2 Bloc du Filtre de Kalman étendu .....	64
a Résultats d'application du FKE sur une MAS .....	64
4.5 Conclusion .....	67
Conclusion générale .....	68

## Conclusion générale

---

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire est l'estimation des courants statoriques, les flux rotoriques et la vitesse mécanique de la machine asynchrone.

Avant tout, la modélisation de la MAS dans un repère de PARK (lié au stator) a été élaboré. Le model obtenu étant observable, il a été utilisé pour le calcul des deux observateurs, le FK et le FKE. Le premier avait comme objectif l'estimation des grandeurs électriques et magnétiques de la MAS.

Pour l'estimation de la vitesse mécanique, on a était conduit à étendre notre modèle d'état de la MAS a la vitesse. Une discrétisation et une linéarisation du modèle ont été ensuite effectuées.

Une étape de simulation de l'ensemble filtre et MAS sur l'environnement Matlab® Simulink a précédé l'implémentation sur la carte dSPACE DS1104 à travers la fonction C S-Function. Cet outil de Matlab® Simulink permet en effet de réduire le temps de calcul lors d'un fonctionnement en temps réel du processus.

Les résultats de simulation et expérimentaux obtenus sont très intéressantes. En effet les grandeurs estimées des courants statoriques, flux rotoriques (dans le cas de la simulation) et vitesse mécanique se superposent aux grandeurs mesurées avec une erreur très acceptable.

L'estimation des différentes grandeurs permet de diminuer le problème de l'encombrement autour de la MAS en évitant l'utilisation du capteur de vitesse mécanique et des flux rotoriques. D'un autre coté le coût de cet équipement ainsi que de la maintenance sera réduit.

Les résultats expérimentaux intéressants obtenus en boucle ouverte nous incitent par la suite à réaliser une commande de la MAS sans capteur de vitesse (commande vectorielle, DTC...).

## 1.1 Introduction

La machine asynchrone, connue également sous le terme "anglo-saxon" de machine à induction [2], est une machine à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent.

La machine asynchrone (MAS) est une machine électrique utilisée principalement dans les applications industrielles. Ses principaux avantages sont: sa construction simple, son coût de revient peu élevé, sa sûreté de fonctionnement, sa robustesse, et surtout sa maintenance simple et économique.

Dans le milieu industriel le maintien de la continuité de service nécessite un effort de la part des exploitants de production. Le maillon faible est principalement la machine électrique, car sa panne paralyse immédiatement la production et entraîne une perte financière très importante. Une maintenance dite « prédictive » doit donc être assurée afin de prévenir à temps les défauts susceptibles de se produire dans les moteurs.

Pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité. La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues.

L'objectif de ce chapitre est de présenter la modélisation de la machine asynchrone sous forme de modèle d'état selon un repère de Park lié au stator, déterminé à partir du modèle triphasé obtenu de la MAS

## 1.2 Constitution de la MAS

La machine asynchrone triphasée se compose essentiellement deux parties : le stator (partie fixe) et le rotor (partie tournante)

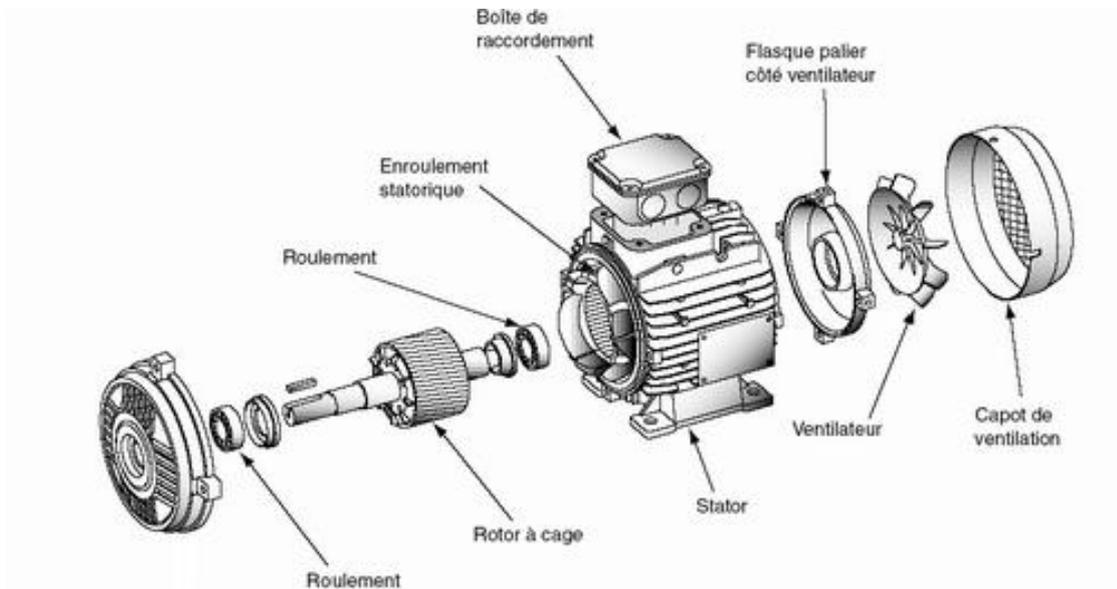


Figure 1.1 moteur asynchrone

### 1.2.1 Le stator

Le stator et la partie stationnaire de la MAS, Il est constitué d'un cylindre ferromagnétique entaillé d'encoches permettant d'y loger les bobinages. Ce cylindre est constitué d'un empilement de plaques de tôles feuilletées afin de limiter les courants de Foucault.

Le stator porte un enroulement principal bobiné de façon à former des pôles dont le nombre détermine la vitesse de la machine.

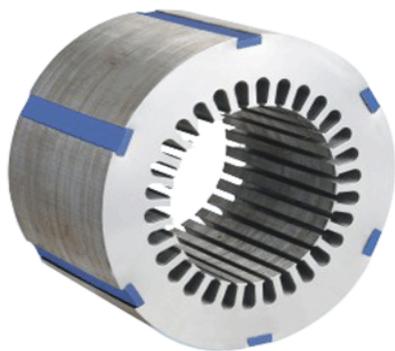


Figure 1.2 : Stator d'une MAS sans bobinages

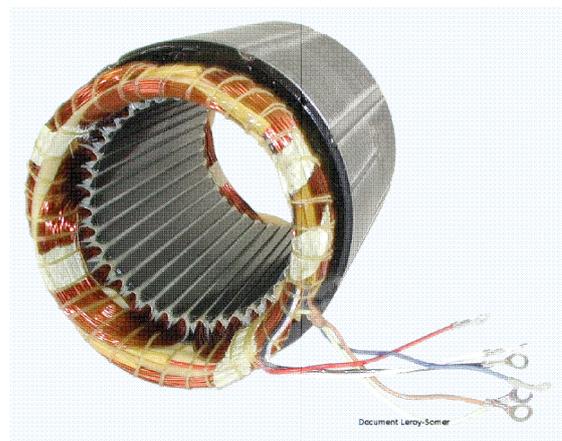


Figure 1.3 Stator d'une MAS avec bobinages

### 1.2.2 Le rotor

Le rotor n'est relié à aucune alimentation se compose d'un cylindre de tôles poinçonnées à leur périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer. Il existe deux types de rotor :

#### a Rotor bobiné

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile ; l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournante avec l'arbre. Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors de démarrage du moteur. En fonctionnements normal, les trois balais sont court-circuités.



Figure 1.4 rotor bobiné

#### b Rotor à cage d'écureuil

Les rotors à cage d'écureuil des machines asynchrones sont constitués par un cylindre en disques de tôles empilées, percées de trous sur la périphérie pour former des encoches. Ces encoches sont destinées à recevoir les barres rotoriques en cuivre pour les moteurs de forte puissance ou en aluminium pour les machines de faible et moyenne puissance, Les barres sont reliées entre elles par deux anneaux de court-circuit.

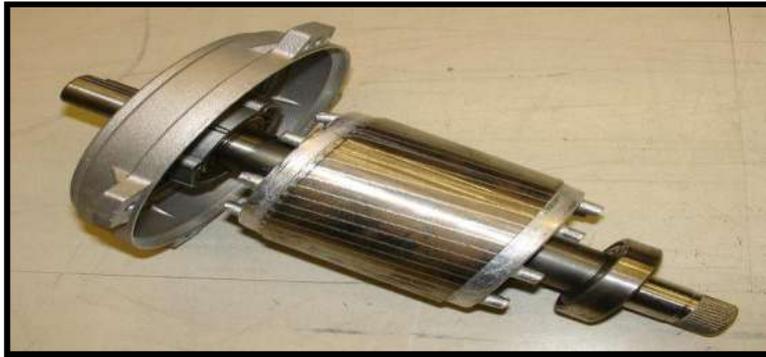


Figure 1.5 rotor à cage d'écureuil

### 1.3 Principe de fonctionnement de la MAS

Le fonctionnement de la machine asynchrone triphasée est basé sur l'application des principes de l'électromagnétisme. Le champ tournant créé par l'ensemble des courants triphasés circulant dans les trois enroulements du stator coupe les conducteurs du rotor, selon la loi de FARADAY une tension est induite dans chacun des conducteurs coupé par le champ. D'autre part, puisque la cage d'écureuil forme un circuit fermé, un courant  $I$  se met à circuler dans le conducteur qui est momentanément en dessous du champ tournant. Ce courant traverse le champ magnétique généré par les enroulements statoriques, de sorte que, d'après le principe de LAPLACE, le conducteur est soumis à une force mécanique qui agit toujours dans une direction telle qu'elle entraîne le conducteur dans le sens de déplacement du champ, étant donné que le rotor est libre de se déplacer il est accélérerait dans le même sens que le champ mais avec une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme de ce dernier.

Le rotor ne peut pas tourner à la même vitesse que le champ magnétique, sinon la cage ne serait plus balayée par le champ tournant et il y aurait disparition des courants induits et donc des forces de Laplace et du couple moteur. Les deux fréquences de rotation ne peuvent donc pas être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone [1].

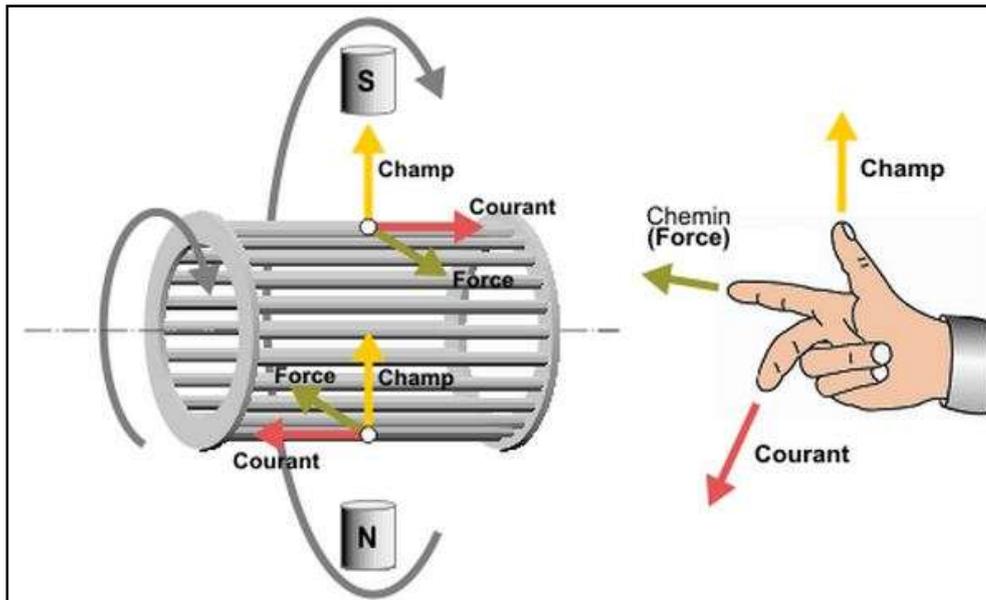


Figure 1.6 Schéma qui montre l'utilisation de la règle de la main droite

## 1.4 Modélisation et mise en équations

La modélisation est une phase primordiale sur le chemin de la simulation et la réalisation. Le modèle adopté devrait interpréter le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence, pour ainsi prédire le comportement en régime dynamique et stationnaire du système physique. Les machines électriques sont des systèmes très complexes [4], pour en tenir compte dans leurs modélisations tous les phénomènes physiques qu'elles contiennent. Il est alors essentiel d'admettre quelques hypothèses simplificatrices.

### 1.4.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.

- Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, ne sont pas pris en compte.
- Les Résistances des enroulements sont considérées comme constantes (ne varient pas avec la température).
- La constante des inductances propres.

### 1.4.2 Modèle de la machine asynchrone triphasée

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de  $120^\circ$ , les même propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écurueil ou formé de trois bobines.

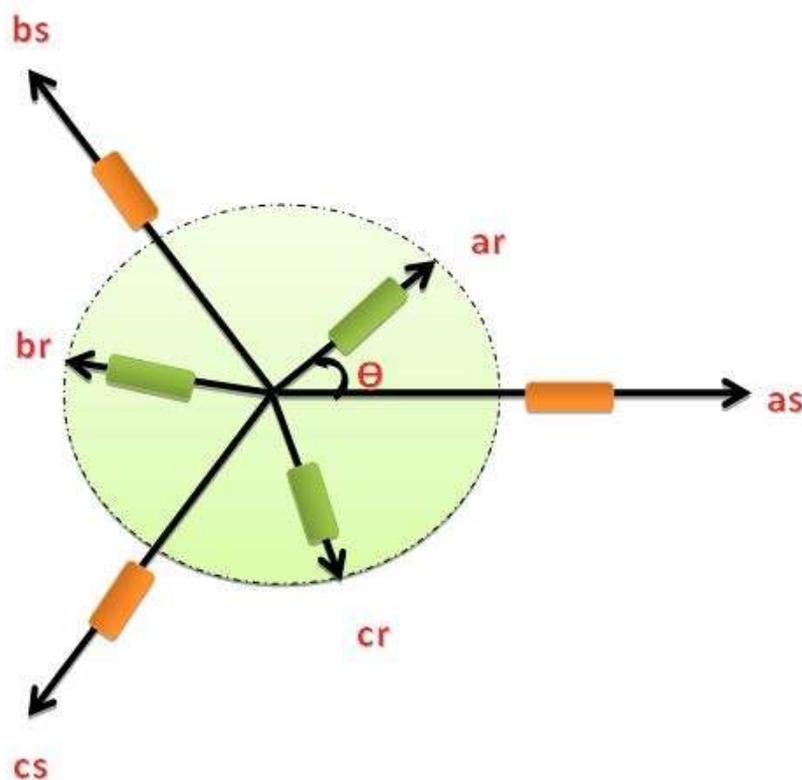


Figure 1.7 représentation des enroulements statoriques et rotoriques

$a_s, b_s, c_s$  : Indices des phases statoriques.

$a_r, b_r, c_r$  : Indices des phases rotoriques.

$\theta$  : définit la position du rotor par rapport au stator.

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs  $a_s, b_s, c_s$ , sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor.

L'axe  $a_s$  est souvent considéré comme référence.

### 1.4.3 Les équations électriques

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit :

$$\text{Pour le stator :} \quad [V_{abcs}] = [R_s][I_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcs}] \quad (1.1)$$

$$\text{Pour le rotor :} \quad [V_{abcr}] = [R_r][I_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcr}] \quad (1.2)$$

Avec :

$$[V_{abcs}] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [I_{abcs}] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [\phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix}$$

Et

$$[V_{abcr}] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} ; \quad [I_{abcr}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} ; \quad [\phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}$$

Les matrices des résistances des enrouements statoriques et rotoriques sont définies comme suit :

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

$R_s$  et  $R_r$  : sont respectivement la résistance du stator et du rotor.

1.4.4 Les équations magnétiques

Les hypothèses présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

$$[\phi_{abcs}] = [L_s][I_{abcs}] + [M_{sr}][I_{abcr}] \tag{1.3}$$

$$[\phi_{abcr}] = [L_r][I_{abcr}] + [M_{rs}][I_{abcs}] \tag{1.4}$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad ; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = l_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \tag{1.5}$$

Ou :

$[L_s], [L_r]$  : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statorique et rotorique.

$[M_{sr}], [M_{rs}]$  : Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$l_s$  : Inductance propre d'un enroulement réel du stator.

$l_r$  : Inductance propre d'un enroulement fictif du rotor.

$M_s$  : Inductance mutuelle entre enroulements statorique.

$M_r$  : Inductance mutuelle entre enroulement rotorique.

$l_m$  : Inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase de rotor.

Notons que, la matrice des inductances mutuelles rotoriques n'est d'autre que la transposée de celle des inductances mutuelles statoriques.

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

#### 1.4.5 TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE A LA MAS

La transformation de PARK est un outil mathématique, qui permet de simplifier le modèle de la machine asynchrone en un modèle mathématique, cette simplification permet l'analyse et la synthèse des machines électriques.

Le principe de la transformation de Park repose sur le passage du système triphasé au système diphasé. c'est en fait un changement de base appliqué sur les grandeurs électriques et magnétiques (tensions, flux, et courants). Des relations indépendantes de l'angle  $\theta$  et une réduction de l'ordre des équations de la machine sont obtenues.

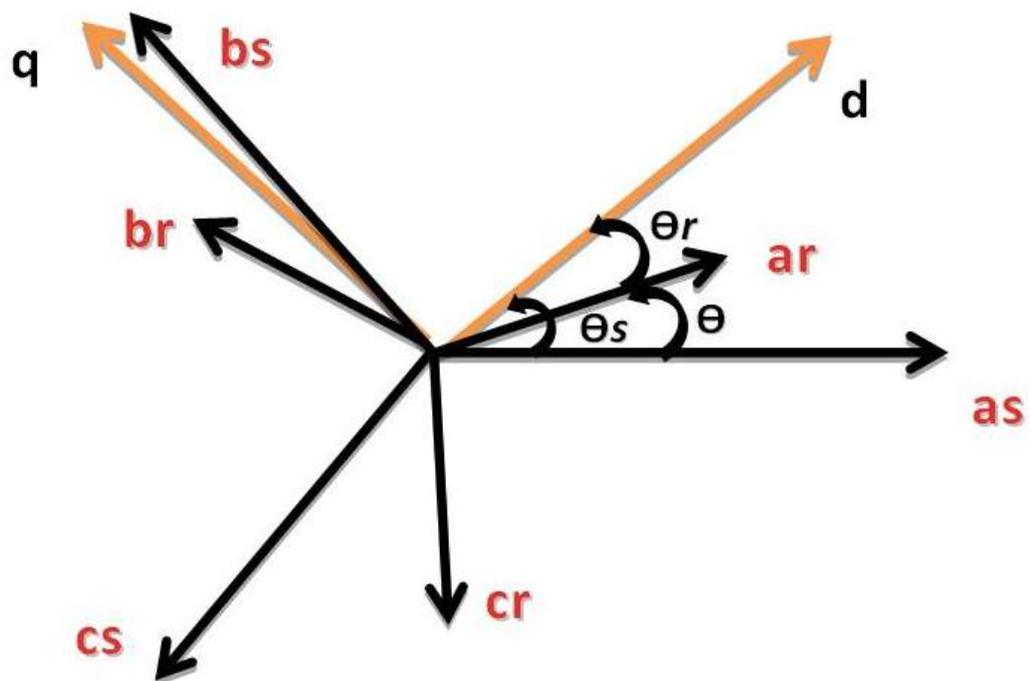


Figure 1.8 Position des axes  $dq$  par rapport aux axes de la machine

La Figure (1.8) met en relief l'axe direct  $d$  du référentiel de Park, et l'axe en quadrature  $q$ .

Pour simplifier les équations, le repère de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante :

$$\theta_s = \theta_r + \theta$$

$\theta_s$  : définit la position du repère de Park par rapport au stator.

$\theta_r$  : définit la position du repère de Park par rapport au rotor.

$\theta$  : définit la position du rotor par rapport au stator.

La matrice de transformation de Park  $[P]$  est défini comme suit ;

$$[P_i] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Le coefficient  $\sqrt{\frac{2}{3}}$ , est lié au changement de base et la puissance est conservée lors de cette transformation.

$\theta_i$  est l'angle entre l'axe  $d$  et l'axe de référence dans le système triphasé.

La transformation directe est alors :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Où,  $x_{abc}$  représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux. La variable  $x_0$  représente la composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le system est équilibrée.

Pour revenir aux grandeurs triphasées réelles, la transformation inverse de Park est appliquée, La matrice inverse est donnée par :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

(1.8)

La transformation inverse est alors :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix}$$

(1.9)

### 1.4.6 Choix du repère de Park

Jusqu'à présent nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère général ( $dq$ ). Selon l'objectif de l'application, il existe trois choix possible pour l'orientation du repère  $dq$ , il peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant :

- **Repère d'axes  $dq$  lié au champ électromagnétique tournant**

Ce système d'axes est immobile par rapport au champ électromagnétique de la machine électrique. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples.

En régime permanent les grandeurs électriques du modèle sont continues. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

- **Repère d'axes  $dq$  lié au rotor ( $\theta_r = 0$ )**

Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques  $\omega_r$ .

- **Repère d'axes  $dq$  fixe lié au stator ou repère stationnaire ( $\theta_s = 0$ )**

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique  $\omega_s$ . Une méthode souvent retenue dans l'étude des observateurs [3] et c'est la raison pour laquelle nous avons choisi le repère lié au stator pour ce chapitre.

Par la suite et dans notre travail, nous utilisons la transformation de Park liée au repère statorique.

**a Référentiel lié au stator**

C'est un cas particulier de la transformation de Park, elle est obtenue quand le repère  $dq$  est confondu avec le repère  $\alpha\beta$ , c.-à-d. en prenant ( $\theta_s = 0$ ), la transformation directe se fait alors comme suit :

$$[P_s] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$[P_r] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Avec :  $\theta_r = \theta_s - \theta$

La transformée inverse est de la forme :

$$[P_s]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

- **Equations électriques**

Les équations électriques de la MAS dans un repère de Park lié au stator sont :

$$\text{Au stator : } \begin{cases} v_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (1.13)$$

$$\text{Au rotor : } \begin{cases} v_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - p\Omega\phi_{qr} = 0 \\ v_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + p\Omega\phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (1.14)$$

- **Equations des flux magnétique**

$$\text{Au stator : } \begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + M_{sr} I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M_{sr} I_{qr} \end{cases} \quad (1.15)$$

$$\text{Au rotor : } \begin{cases} \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M_{sr} I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M_{sr} I_{qs} \end{cases} \quad (1.16)$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance cyclique rotorique.

$M_{sr} = \frac{3}{2} l_m$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor [2].

- **Equations mécaniques**

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse mécanique.

Le couple électromagnétique  $C_e$  peut se mettre sous plusieurs formes :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = p(\phi_{ds}I_{qs} - \phi_{qs}I_{ds}) \\ C_e = p(\phi_{dr}I_{qr} - \phi_{qr}I_{dr}) \\ C_e = pM_{sr}(I_{dr}I_{qs} - I_{qr}I_{ds}) \\ C_e = \frac{M_{sr}}{L_r}p(\phi_{dr}I_{qs} - \phi_{qr}I_{ds}) \end{array} \right. \quad (1.17)$$

$$C_e = \frac{M_{sr}}{L_r}p(\phi_{dr}I_{qs} - \phi_{qr}I_{ds}) \quad (1.18)$$

Ou :

$p$  : Le nombre de pair de pole.

Notons que c'est la relation (1 -18) qui sera retenue, car elle dépend des variables d'état adoptées.

La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (1.19)$$

Ou :

$\Omega$  : est la vitesse mécanique de la MAS.

$J$  : Est l'inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine.

$C_r$  : Le couple résistant de charge

$f_v$  : Coefficient du frottement visqueux.

### 1.4.7 Modèle d'état

Pour pouvoir simuler le comportement du moteur on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état dans un repère  $(d, q)$  lié au stator, en prenant les courants statoriques et les flux rotoriques comme variables d'états.

A partir de l'équation (1.16) on obtient :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_r} \phi_{dr} - \frac{M_{sr}}{L_r} I_{ds} \\ I_{qr} = \frac{1}{L_r} \phi_{qr} - \frac{M_{sr}}{L_r} I_{qs} \end{cases} \quad (1.20)$$

Remplaçons les courants rotoriques (1.20) dans les équations (1.15) on obtient:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = \left( L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r} \right) I_{ds} + \frac{M_{sr}^2}{L_r} \phi_{dr} \\ \phi_{qs} = \left( L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r} \right) I_{qs} + \frac{M_{sr}^2}{L_r} \phi_{qr} \end{cases} \quad (1.21)$$

En rapportant ces dernières relations dans (1.13) et (1.14), on aboutira au système d'équations d'états suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = - \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) I_{ds} + \left( \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr} T_r} \right) \phi_{dr} + \left( \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \right) p\Omega \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = - \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) I_{qs} - \left( \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \right) p\Omega \phi_{dr} + \left( \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr} T_r} \right) \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} - p\Omega \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} I_{qs} + p\Omega \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \end{cases} \quad (1.22)$$

Où :

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$  : est le coefficient de dispersion de Blondel.

$T_s$  : Constante de temps statorique.

$T_r$ : Constante de temps rotorique.

En identifiant le système (1.22) à la forme,  $\frac{dX}{dt} = AX + BU$  on aura :

$X$  : Vecteur d'état.  $X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}$

$U$  : le vecteur de commande.  $U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$

$B$  : La matrice d'application de la commande.  $B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$

$A$  : la matrice dynamique du système.

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & 0 & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr} T_r}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}}\right) p\Omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}}\right) p\Omega & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr} T_r}\right) \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & p\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

## 1.5 Conclusion

On a établi dans ce premier chapitre une brève description de la machine asynchrone triphasée et de son principe de fonctionnement. Ensuite, on a présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension triphasé, La complexité de ce modèle a été réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformation de PARK lié au stator, ce qui aboutit au modèle simplifié.

Dans le chapitre suivant en applique le filtre de Kalman sur le modèle de la MAS pour une estimé les courants statorique et les flux rotoriques ainsi que la vitesse mécanique.

## 2.1 Introduction

La mise en œuvre des lois de commande basées sur le modèle mathématique du système repose implicitement sur l'hypothèse que tout l'état est connu à chaque instant, pour des raisons technologiques (de matériel, de réalisabilité, ... etc.), de fiabilité (panne des éléments de mesure) ou encore économiques (coût des capteurs), dans de nombreuses applications, la mesure de tout l'état n'est pas possible. Il est alors nécessaire, à l'aide des variables d'entrées et de sorties du système de reconstruire les variables d'état non mesurées pour élaborer la commande. De ce fait, l'idée repose sur l'utilisation d'un observateur.

Un observateur est un système dynamique que l'on peut appeler capteur informatique, puisqu'il est souvent implanté sur ordinateur afin de reconstituer ou d'estimer en temps réel l'état courant d'un système, à partir des mesures disponibles, des entrées du système et une connaissance à priori du modèle [5], il nous permet alors de suivre l'évolution de l'état en tant qu'information sur le système, parmi les différents observateurs qui existe on cite : Observateur de Luenberger, Observateur de Kalman ... .

Le besoin d'information sur l'état interne du système est motivé par le fait qu'elle est une étape importante voire indispensable à plusieurs niveaux [6] :

- La commande du procédé, qui nécessite obligatoirement la connaissance de son état interne.
- La surveillance du procédé, à travers les écarts entre le comportement de l'observateur et celui du procédé.

La modélisation (identification) du procédé, au moyen de l'estimation des grandeurs constantes qui paramétrassent le modèle.

## 2.2 L'observabilité

La notion d'observabilité est essentielle lorsqu'on va procéder à l'élaboration d'observateurs.

### 2.2.1 Observabilité des Systèmes linéaires

- Considérons le système linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t) \\ Y(t) = CX(t) \end{cases} \quad (2.1)$$

Ou :

$\dot{X}(t) \in R^n$  : vecteur représentant les n variables d'état.

$u(t) \in R^m$  : vecteur représentant les m commandes.

$Y(t) \in R^p$  : vecteur représentant les p mesures.

- Le système (2.1) est observable si, quel que soit l'instant initial  $t_1$ , l'état initial  $X_1$  à  $t_1$ , et l'instant final  $t_2$ , différent de  $t_1$ , la seule connaissance de sa sortie  $Y(t)$  et de son entrée  $u(t)$  sur l'intervalle  $[t_1, t_2]$  permet de connaître l'état initial  $X_1$ .

#### a Critère d'observabilité de Kalman

Un critère de Kalman existe également pour la notion d'observabilité et fait intervenir la matrice dynamique  $A$  et la matrice de sortie  $C$ .

- Un système d'équations dynamique et de mesure (2.1) ou  $A \in R^{n \times n}$ ,  $C \in R^{r \times n}$  est observable si et seulement si la matrice d'observabilité,  $O$  est de rang  $n$ , avec le  $n$  qui représente la dimension de l'espace d'état .

Cela implique que le système est complètement observable.

$$\text{rang}(O) = \text{rang} \left[ \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} \right] = n \quad (2.2)$$

### 2.2.2 Observabilité des Systèmes non-linéaires

Les processus physiques sont très souvent représentés par des modèles non linéaires décrits sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(X(t), u(t)) \\ Y(t) = h(X(t)) \end{cases} \quad (2.3)$$

$\dot{X}(t) \in R^n$  : vecteur représentant les  $n$  variables d'état.

$u(t) \in R^m$  : vecteur représentant les  $m$  commandes.

$Y(t) \in R^p$  : vecteur représentant les  $p$  mesures.

Les fonctions  $f$  et  $h$  sont des champs de vecteurs supposés suffisamment continûment dérivables sur  $X$ .

L'entrée  $u$  est localement bornée et mesurable.

L'observabilité du système non linéaire (2.3) est caractérisée par le fait qu'à partir de la sortie mesurée, il faut être capable de distinguer les différents états initiaux. L'observabilité est donc définie à partir de la notion d'indiscernabilité dont la définition est comme suit :

**Indiscernabilité** : deux états initiaux  $X_1(t_0) = X_1$  et  $X_2(t_0) = X_2$  du système non linéaire (2.3) sont dits indiscernables sur l'intervalle de temps  $[t_0, t_1]$  si, pour toute entrée  $u(t)$ , leurs sorties respectives  $y_1(t)$  et  $y_2(t)$  sont identiques sur cet intervalle [6].

Cette notion d'indiscernabilité de deux états initiaux nous permet de donner la définition suivante de l'observabilité :

**Observabilité** : Le système (2.3) est dit observable s'il n'existe pas de couple d'états initiaux distincts  $\{ X_1(t_0) = X_1, X_2(t_0) = X_2 \}$  indiscernables [7].

Il faut noter aussi que l'observabilité dépend souvent de l'entrée, parce que certaines entrées ne permettent pas de discerner tout couple d'états initiaux distincts.

Considérons le système non linéaire (2.3), il existe en général des entrées dites singulières, pour lesquelles le système n'est pas observable. La recherche de ces entrées pour un système donné est encore un problème largement ouvert.

Entrée universelle : Une fonction d'entrée est dite universelle pour le système (2.3) sur l'intervalle  $[0, t]$  si tout couple d'états initiaux distincts peut être discernable sur l'intervalle  $[0, t]$ , lorsque le système est excité par  $u$  [8].

Entrée singulière : Une entrée non universelle sera dite entrée singulière.

Dans le cas où le système est dépourvu d'entrées singulières, il est appelé système uniformément observable [6].

Système uniformément observable : Un système dont toutes les entrées sont universelles est dit uniformément observable, c'est-à-dire, observable pour toute entrée [6].

En général, contrairement aux systèmes linéaires, l'observabilité d'un système non linéaire ne suffit pas pour la synthèse d'un observateur. Une telle synthèse doit prendre en compte le problème des entrées.

On constate que l'étude des propriétés des entrées pour un système physique donné est de grande importance pour la synthèse d'un observateur.

L'espace  $dO(x_0)$  (c'est-à-dire évalué en  $x_0$ ) caractérise l'observabilité faible locale en  $x_0$  du système (2.3).

Le système (2.3) est dit satisfaisant la condition de rang d'observabilité en  $x_0$ , si :

$$\dim dO(x_0) = n \quad (2.4)$$

Le système (2.3) satisfait la condition de rang d'observabilité si, pour tout  $x \in R^n$

$$\dim dO(x) = n \quad (2.5)$$

Soit le système précédent (2.3). L'espace d'observabilité, l'espace  $O$ , est défini par le plus petit espace vectoriel contenant les sorties  $h_1, h_2, \dots, h_p$  et qui soit fermé sous l'opération de la dérivation de Lie par rapport au champ de vecteur  $f(x, u)$ ,  $u$  étant fixe.

On note  $dO$  l'espace des différentielles des éléments de  $O$ .

Dérivée de Lie : pour tout  $u \in U$ , notons par  $f_u$  le champ de vecteur défini par  $f_u(x) = f(x, u)$ . Si  $\varphi$  est une fonction différentielle sur  $O$ , la dérivée de Lie de  $\varphi$  par rapport à  $f_u$  est notée par  $L_{f_u}(\varphi)$ .

Dans un système de coordonnées  $(x_1, x_2, \dots, x_n)$  le champ s'écrit :

$$f_u = \sum_{i=1}^n \frac{\partial}{\partial x_i} \quad (2.6)$$

Alors :

$$L_{f_u}(\varphi) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial \varphi}{\partial x_i} \quad (2.7)$$

Le système (2.3) est génériquement observable si et seulement si :

$$\dim(O) = n \quad (2.8)$$

Cette condition est appelée condition de rang d'observabilité générique.

Supposons que la condition de rang d'observabilité générique soit satisfaite. On peut alors vérifier :

$$\text{rang} \begin{pmatrix} dh \\ dL_f h \\ \vdots \\ dL_f^{n-1} h \end{pmatrix} = n \quad (2.9)$$

$L_f$  étant l'opération de dérivé de Lie.

Cela implique que l'état  $x$  peut être déduit de la connaissance de la sortie et d'un nombre fini de ses dérivées. Un critère seulement suffisant est que le Jacobien :

$$\frac{\partial(y, \dots, y^{n-1})}{\partial(x_1, \dots, x_n)} \quad (2.10)$$

Soit de rang plein [8].

## 2.3 Observateur

On appelle observateur d'état un système dynamique capable de reproduire les états non mesurés d'un système à partir de la connaissance des entrées et des sorties, et éventuellement des états mesurables du système réel [9].

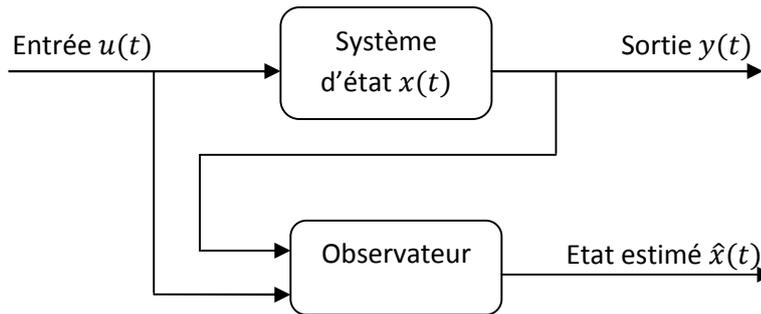


Figure 2.1 diagramme représentatif du principe d'un observateur

L'observation se déroule en deux phases , l'estimation et la correction La première se fait par le calcul des grandeurs d'états à l'aide d'un modèle du système :

$$\hat{X}(t) = A\hat{X}(t) + Bu(t) \tag{2.11}$$

La correction est calculer suivant l'équation suivante :

$$\dot{\hat{X}}(t) = A\hat{X}(t) + Bu(t) + K(t)(Y(t) - \hat{Y}(t)) \tag{2.12}$$

avec :  $\hat{Y}(t) = C\hat{X}(t)$

On vient de corriger l'évolution de l'état grâce au modèle en fonction de l'écart constaté entre la sortie observée et la sortie reconstruite par l'observateur.

### 2.3.1 Observateur des Systèmes linéaires

une solution simple aux problèmes de l'estimation d'état des systèmes linéaires a été établie par Luenberger dans un cadre déterministe , et par Kalman dans le cadre stochastique.

#### a Observateur de Luenberger

On a le modèle dynamique d'un système linéaire (2.1) ou  $t \geq 0$

Les matrices A, B et C du système (2.1) sont constantes .

L'observabilité de ce système doit vérifier le critère de Kalman, tout en négligeant les bruits (cadre déterministe )

La théorie de l'observation de Luenberger repose essentiellement sur des techniques de placement de pôles [8].

L'observateur de Luenberger est représenté par l'équation suivante :

$$\dot{\hat{X}}(t) = (A - LC)\hat{X}(t) + Bu(t) \quad (2.13)$$

Luenberger propose l'observateur comme représenté sur la figure (figure 2.2) pour le système (2.1)

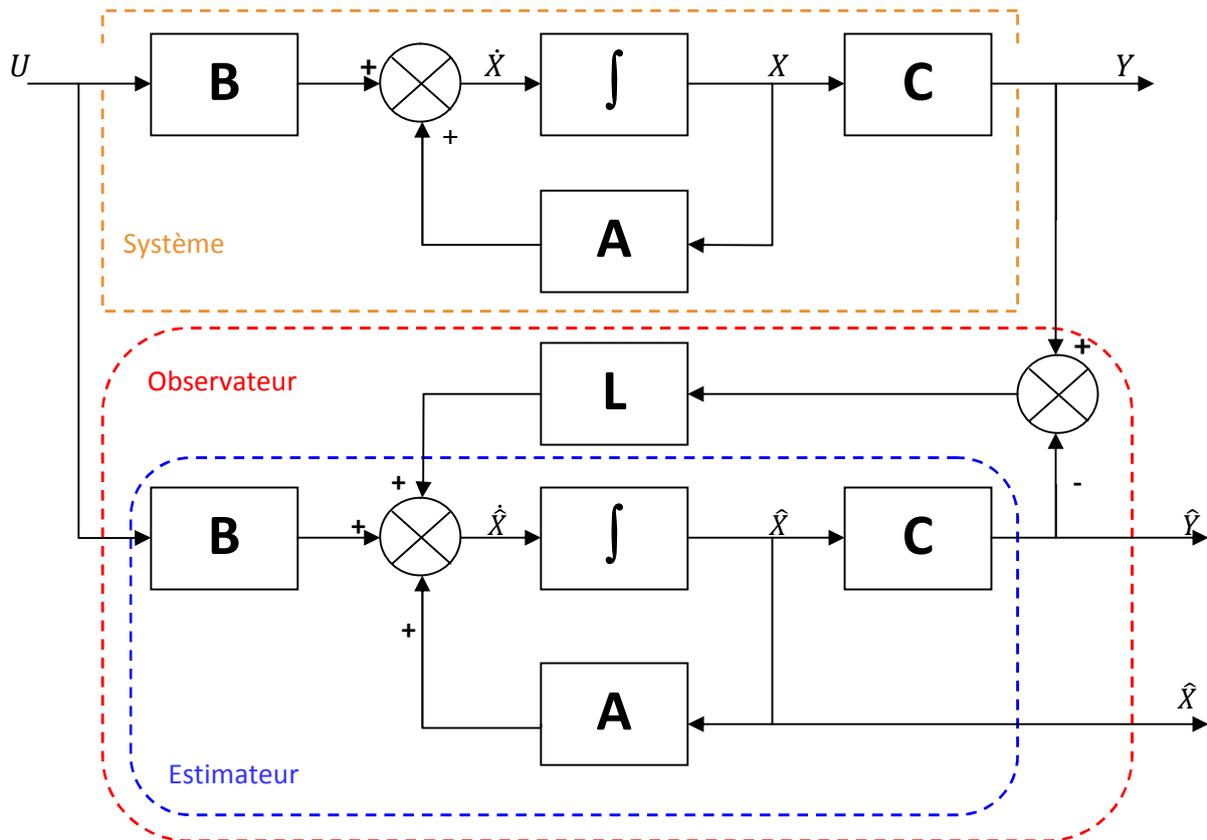


Figure 2.2 Schéma fonctionnel de l'observateur de Luenberger

La dynamique de l'erreur d'estimation  $e(t) = X(t) - \hat{X}(t)$  a pour expression :

$$\dot{e}(t) = AX(t) + Bu(t) - [A\hat{X}(t) + Bu(t) + LCe(t)]$$

$$\dot{e}(t) = A[X(t) - \hat{X}(t)] - LCe(t)$$

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t) \quad (2.14)$$

En utilisant une technique de placement de pôles, il suffit alors de choisir le gain  $L$  de l'observateur de telle sorte que les valeurs propres de la matrice  $A - LC$  soient dans le demi-plan complexe gauche (a partie réel négative) [8].

Pour ce type d'observateur, une grande liberté est laissée au choix des valeurs propres, mais en pratique on choisit une dynamique d'erreur plus rapide que celle du processus.

## b Observateur de Kalman

On a le système dynamique dans un cadre déterministe suivant , ou  $w(t)$  et  $v(t)$  sont deux bruit blanc :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t) + Mw(t) \\ Y(t) = CX(t) + v(t) \end{cases} \quad (2.15)$$

La théorie de l'observation de Kalman nécessite, la résolution d'une équation de Riccati [9].

Il propose la structure d'observateur suivante :

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X}(t) + Bu(t) + K(t)(Y(t) - C\hat{X}(t)) \quad (2.16)$$

En minimisant la matrice de covariance de l'erreur d'estimation  $(t) = E[e(t)e(t)^T]$  , On obtient l'expression du gain de l'observateur :

$$K(t) = P(t)C^TV^{-1} \quad (2.17)$$

Ou  $P(t)$  est la solution de l'équation de Riccati :

$$\dot{P}(t) = AP(t) + P(t)A^T + KVK^T + MWM^T \quad (2.18)$$

Sous certaines conditions, on peut montrer que la matrice  $P(t)$  tend vers une limite et que le filtre est stable, ce qui permet éventuellement de conserver pour  $K$  sa valeur en régime permanent [9].

## 2.3.2 Observateur des Systèmes non-linéaires

Les approches envisageables dans les systèmes non linéaires sont soit une extension des algorithmes linéaires, soit des algorithmes non linéaires spécifiques. Dans le premier cas, l'extension est basée sur une linéarisation du modèle autour d'un point de fonctionnement. Pour le cas d'algorithmes non linéaires spécifiques, les nombreuses recherches menées sur ce sujet ont donné naissance à de nombreux algorithmes d'observation [9].

Nous présenterons ces algorithmes comme suit :

- Méthodes de transformations non linéaires : transformer un système non linéaire en un système linéaire.
- Observateurs étendus : filtre de Kalman étendu et l'observateur de Luenberger étendu.
- Observateurs à grand gain : Son nom est dû au fait que le gain de l'observateur choisi est suffisamment grand pour compenser la non-linéarité du système.
- Observateurs de Luenberger généralisés (OLG) : Cette nouvelle conception consiste à ajouter à l'observateur de Luenberger un deuxième gain à l'intérieur de la partie non linéaire du système.
- Observateurs basés sur la théorie de la contraction : Ce type d'observateurs est basé sur la théorie de la contraction utilisée comme outil d'analyse de la convergence.
- Observation par mode glissant [9].

On prendras en compte que le Filtre de Kalman dans tout ce qui suit.

### 2.4 Le Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est un observateur d'état optimal pour un contexte stochastique défini : il permet la reconstruction de l'état d'un système à partir des signaux d'entrée et de mesures, à l'aide de son modèle dynamique échantillonné. Le vecteur d'état du processus est l'information que l'on cherche à extraire du bruit additionnel. Le filtre de Kalman est un observateur donnant la prédiction du vecteur d'état. Dans un environnement stochastique, lorsque les variances des bruits sont connues, c'est un observateur performant. De plus, si les bruits peuvent être considérés comme blancs et Gaussiens, il est optimal, c'est-à-dire que de tous les observateurs, c'est celui dont la variance de l'erreur d'observation sera la plus faible [10].

#### 2.4.1 Principe du filtre de Kalman

Le filtre de Kalman fonctionne en passant par 2 étapes d'une manière répétitive, après un passage par l'initialisation :

1. Une étape de prévision des variables d'état du système.
2. Une étape de correction de la prévision à l'aide de la nouvelle observation (figure 2.3) [11].

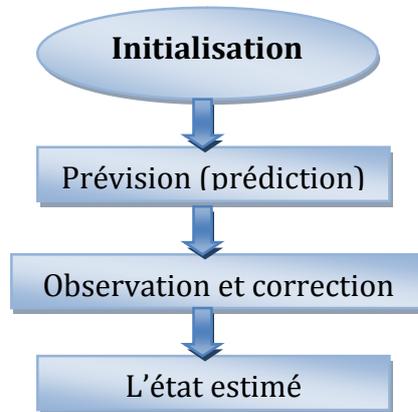


Figure 2.3 Les étapes pour un Filtre de Kalman

## 2.4.2 Cas des système continus

Soit le modèle continu et stochastique représenter par le système d'équations d'état et de mesure suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}}(t) = AX(t) + Bu(t) + Mw(t) \\ Y(t) = CX(t) + v(t) \end{cases} \quad (2.19)$$

$w(t)$  et  $v(t)$  sont deux bruit blanc.

On suppose les hypothèses suivante :

Hypothèse 1 : la paire (A,C) est detectable (c-à-d : modes stable et observable dans le système (2.19) ).

Hypothèse 2 : les signaux  $w(t)$  et  $v(t)$  sont de bruit blancs gausiens centrés de densité spectrale de Puissance (DSP) W et V respectivement , c-à-d :

$$\begin{cases} E[w(t)w(t + \tau)^T] = W\delta(\tau)\tau \\ E[v(t)v(t + \tau)^T] = V\delta(\tau)\tau \\ E[w(t)v(t + \tau)^T] = 0 \end{cases}$$

Cette dernière relation traduit impédance et stochastique des bruit  $w(t)$  et  $v(t)$ .

Hypothèse 3 :  $V$  est inversible ( $\det V \neq 0$ )

Le Filtre de Kalman est décrit par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}}(t) = A_f \hat{X}(t) + B_f u(t) + K(t)(Y(t) - C\hat{X}(t)) \\ Y(t) = C\hat{X}(t) \end{cases} \quad (2.20)$$

### Determination des matrice $A_f$ et $B_f$ du filtre de Kalman

on définit l'erreur de l'estimation  $e(t)$  par :

$$e(t) = X(t) - \hat{X}(t) \quad (2.21)$$

A partir de l'équation d'état du modèle (2.19) et celle du filtre de Kalman (2.20) on peut aboutir à l'équation de la dynamique de l'erreur d'estimation suivante :

$$\dot{e}(t) = (A - KC)e(t) + (A - KC - A_f)\hat{X}(t) + (B - B_f)u(t) + Mw(t) - Kv(t) \quad (2.22)$$

On veut que la moyenne de l'erreur d'estimation tend vers 0 lorsque  $t$  tend vers l'infini.

Puisque les bruits sont centrés, on auras :

$$E[\dot{e}(t)] = (A - KC)E[e(t)] + (A - KC - A_f)E[\hat{X}(t)] + (B - B_f)u(t) \quad (2.23)$$

Alors :

$$\forall u(t), \forall E[\hat{X}(t)]: \lim_{t \rightarrow \infty} E[e(t)] = 0, \text{ si et seulement si :}$$

1.  $A_f = A - K(t)C$
2.  $B_f = B$
3.  $(A - K(t)C)$  soit stable

D'où la dynamique de l'erreur d'estimation devient :

$$\dot{e}(t) = \dot{X}(t) - \dot{\hat{X}}(t) = (A - K(t)C)e(t) + Mw(t) - K(t)v(t) \quad (2.24)$$

### Determination du gain du filtre de Kalman

On pose  $m(t_0)$  et  $P(t_0)$  la moyenne et la covariance de l'erreur d'estimation initial  $e(t_0)$ .

On montre que  $e(t)$  est un signal aléatoire gaussien :

- De moyenne :

$$m(t) = E[e(t)] = e^{A_f(t-t_0)}m(t_0) \quad (2.25)$$

- De covariance :

$$P(t) = E[(e(t) - m(t))^* (e(t) - m(t))^T] \quad (2.26)$$

$$P(t) = e^{A_f(t-t_0)} * [P(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A_f(t-\tau)} LFL^T e^{A_f(\tau-t_0)} d\tau] \quad (2.27)$$

Avec : 
$$L = \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & -K \end{bmatrix} ; F = \begin{bmatrix} W \\ V \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

On cherche donc la valeur de K pour minimise le critère :

$$J_k(t) = \sum_{i=1}^n E[e_i(t)^2] \quad (2.29)$$

On a :

$$\begin{aligned} J_k(t) &= \sum_{i=1}^n E[e_i(t)^2] \\ &= E[e^T(t)e(t)] \\ &= \text{trace}E[e(t)e^T(t)] \\ &= \text{trace}P(t) \end{aligned} \quad (2.30)$$

Pour minimiser  $\text{trace}P(t)$  , il suffit de minimiser  $\text{trace}\dot{P}(t)$

Après calcul :

$$\dot{P}(t) = (A - KC)P(t) + P(t)(A - KC)^T + MWM^T + KVK^T \quad (2.31)$$

C'est une équation différentielle de Riccati.

On doit trouver maintenant  $K(t)$  qui donne une  $\text{trace}\dot{P}(t)$  minimale :

$$\frac{\partial(\text{trace}\dot{P}(t))}{\partial K} = -P(t)C^T - P(t)C^T + 2KV \quad (2.32)$$

En annulant l'équation (2.31) , on auras :

$$K(t) = P(t)C^T V^{-1} \quad (2.33)$$

### 2.4.3 Cas des systèmes discrets

Le filtre de Kalman discret permet d'estimer l'état  $X(k)$ , de statistique connue, d'un système évoluant au cours d'un temps discrétisé à partir d'observations partielles et

bruitées, on considère le système stochastique (2.19) avant de considérer le filtre de Kalman il est nécessaire de passer par une discrétisation de ce système [13].

Après calcul on abouti a un système d'équations discret suivant :

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) + M_d w_d(k) \\ Y(k) = C_d X(k) + v_d(k) \end{cases} \quad (2.34)$$

$M_d$  : une matrice identité de dimensions  $(n * n)$ .

Avec :

$$\begin{cases} A_d = e^{At_e} = I_n + \frac{A \cdot t_e}{1!} + \frac{A^2 \cdot t_e^2}{2!} \\ B_d = \int_0^{t_e} e^{At} B dt = A^{-1} \cdot (e^{At_e} \cdot B) \Big|_0^{t_e} = \left( t_e \cdot I_n + \frac{A^2 \cdot t_e^2}{2!} \right) \cdot B \\ C_d = C \\ w_d = \int_0^{t_e} e^{At} M_d w M_d^t e^{At} dt \\ v_d = v / t_e \end{cases} \quad (2.35)$$

Et :

$I_n$  : une matrice identité de dimensions  $(n * n)$ .

$t_e$  : temps d'échantillonnage.

On suppose les hypothèses suivante :

Hypothèse 1 : la paire  $(A_d, C_d)$  est detectable .

Hypothèse 2 : les signaux  $w_d(t)$  et  $v_d(t)$  sont de bruit blancs gausiens centrés de matrice de covariance  $W_d$  et  $V_d$  respectivement , c'est a dire :

$$\begin{cases} E[w_d(t)w_d(t + \tau)^T] = W_d\delta(\tau)\tau \\ E[v_d(t)v_d(t + \tau)^T] = V_d\delta(\tau)\tau \\ E[w_d(t)v_d(t + \tau)^T] = 0 \end{cases}$$

Hypothèse 3 :  $V_d$  est inversible. ( $\det V_d \neq 0$ )

- Prédiction de l'état :

On va calculer la prédiction  $\hat{X}(k + 1/k)$  de  $\hat{X}(k + 1/k + 1)$ , ( $\hat{X}(k + 1/k + 1)$  étant l'état estimé final), cette valeur prédite sera exprimée par l'équation du modèle déterministe :

$$\hat{X}(k + 1/k) = A_d\hat{X}(k/k) + B_dU(k) \quad (2.36)$$

Où  $\hat{X}(k/k)$  représente l'état estimé à l'instant  $k$ .

On associe à  $X(k + 1/k)$  la matrice de covariance de l'erreur de prédiction notée :

$$P(k + 1/k) = E[(e(k + 1/k) - m(k + 1/k)) * (e(k + 1/k) - m(k + 1/k))^T] \quad (2.37)$$

d'où :

$$P(k + 1/k) = A_dP(k/k)A_d^T + M_dW_dM_d^T \quad (2.38)$$

Où :

$P(k/k)$  est la matrice de covariance de l'erreur d'estimation.

$m(k + 1/k)$  représente la moyenne de l'erreur de prédiction.

La matrice  $P(k + 1/k)$  indique le degré de confiance que l'on a dans la prédiction  $X(k + 1/k)$ .

- Calcul de gain :

On va chercher  $K(k + 1)$  qui minimise  $trace P(k + 1/k)$  comme dans le cas continu :

$$K(k + 1) = P(k + 1/k)C_d^T \cdot (C_dP(k + 1/k)C_d^T + V_d)^{-1} \quad (2.39)$$

- Correction de l'état :

L'estimé final  $X(k + 1/k + 1)$  sera exprimé par :

$$\hat{X}(k + 1/k + 1) = \hat{X}(k + 1/k) + K(k + 1)(Y(k) - \hat{Y}(k + 1/k)) \quad (2.40)$$

- Mise a jours de la covariance de l'erreur d'état :

Et la matrice de covariance de l'erreur d'estimation doit être aussi mise a jours , on auras alors :

$$P(k + 1/k + 1) = E[(e(k + 1) - e(k + 1/k + 1)) * (e(k + 1) - e(k + 1/k + 1))^T] \quad (2.41)$$

On obtient :

$$P(k + 1/k + 1) = (I_n - K(k + 1)C_d).P(k + 1/k) \quad (2.42)$$

Remarques :

- Comme les covariances du bruit  $W$  et  $V$  sont constantes alors on peut les avoir a partire des essais sur la machine [12].
- La matrice de la covariance de l'erreur d'état est diagonal a cause des bruit qui sont indépendant .

On résume cela dans le diagramme de la figure 2.4

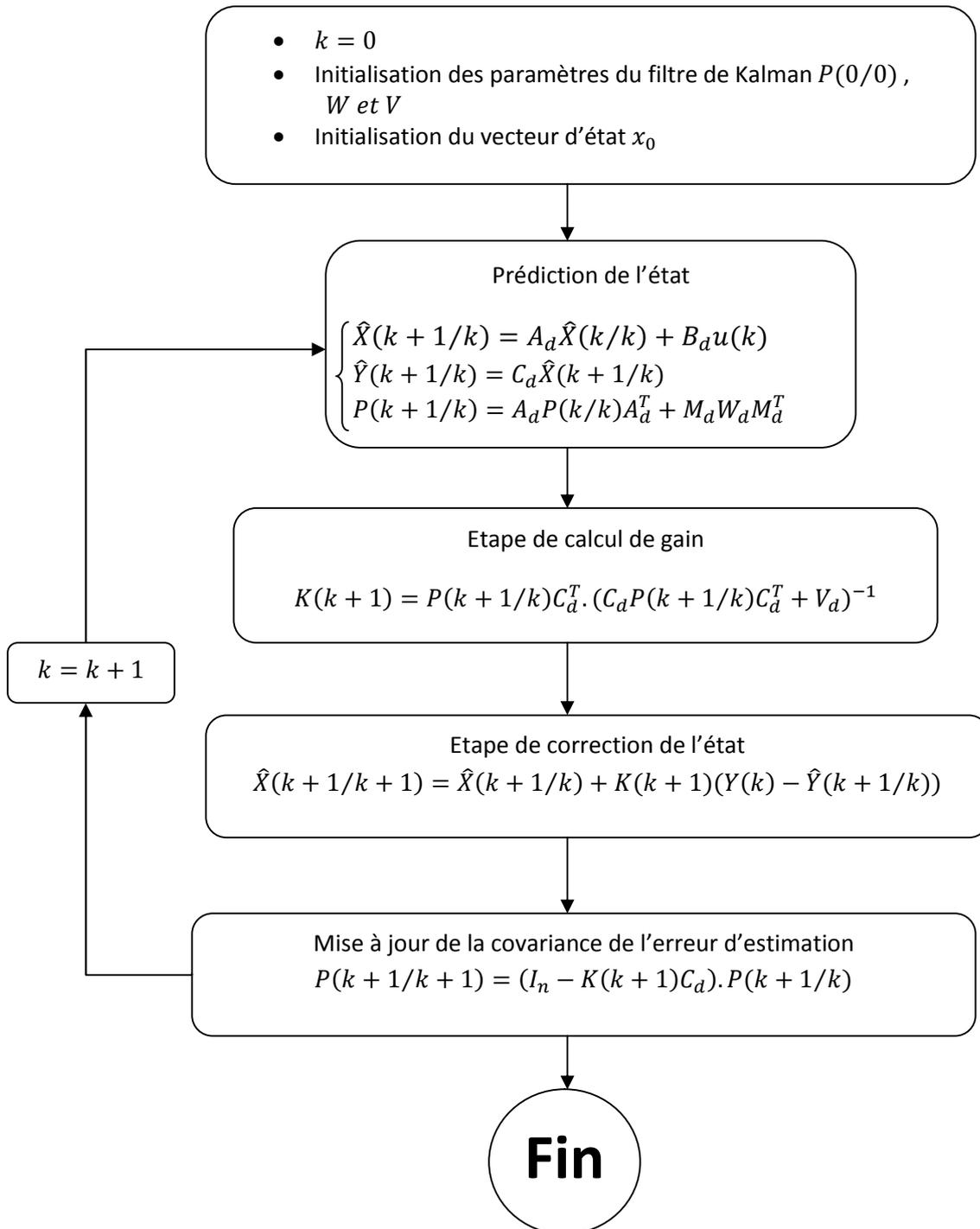


Figure 2.4 Algorithme du filtre de Kalman

S'il y a des équations non linéaire (soit celle du modèle d'état soit celle de mesure) on est emmener a passer au filtre de Kalman Etendu.

## 2.5 Filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman étendu est une méthode assez répandue pour estimer l'état d'un système non linéaire. Sa conception, repose sur la généralisation du filtre de Kalman non linéaire, en utilisant des techniques classiques de linéarisation de la dynamique non linéaire. Ainsi les matrices  $A$  et  $C$  sont elles remplacées par les matrices jacobiennes  $A_j$  et  $H$ , évaluées en  $\hat{X}(t)$ .

Le système d'état s'écrit :

$$\begin{cases} X(k+1) = f(X(k), u(k)) + M_d w(k) \\ Y(k) = h(X(k)) + v_d(k) \end{cases} \quad (2.43)$$

les signaux  $w$  et  $v$  sont deux bruit gaussiens de moyenne nulle et de matrice de covariance  $W$  et  $V$  respectivement.

Pour le système (2.43) on a le filtre suivant :

$$\hat{X} = f(\hat{X}(k), u(k)) + K(k)(Y(k) - h(\hat{X}(k), u(k))) \quad (2.44)$$

Pour que l'observateur puisse estimer les grandeurs interne ou externes du système il est primordial d'augmenter l'ordre du modèle du nombre de grandeur a estimé.

On passe maintenant a la linéarisation du modèle, pour cela on doit calculer la matrice jacobéenne des deux fonctions  $f$  et  $h$  par rapport au vecteur d'état  $(k)$ .

Le système d'équation d'état et de sortie sera comme suite :

$$\begin{cases} X(k+1) = A_j X(k) + Bu(k) + M_d w_d(k) \\ Y(k) = HX(k) + v_d(k) \end{cases} \quad (2.45)$$

Avec :

$$A_j = \nabla f_{X(k)} = \frac{\partial f(X(k))}{\partial X(k)} \quad (2.44)$$

$$H = \nabla h_{X(k)} = \frac{\partial Y(k)}{\partial X(k)} \quad (2.44)$$

On suit les mêmes étapes que le filtre de Kalman.

- Prédiction 
$$\hat{X}(k+1/k) = f(\hat{X}(k/k), u(k)) \quad (2.45)$$

$$P(k+1/k) = A_j P(k/k) A_j^T + M_d W_d M_d^T \quad (2.46)$$

- Gain

$$K(k + 1) = P(k + 1/k) H^T (HP(k + 1/k)H^T + V_d)^{-1} \quad (2.47)$$

- Correction

$$\hat{X}(k + 1/k + 1) = \hat{X}(k + 1/k) + K(k + 1)(Y(k) - \hat{Y}(k + 1/k)) \quad (2.48)$$

- Et mise à jour  $P(k + 1/k + 1) = (I_n - K(k + 1)H)P(k + 1/k)$  (2.49)

On résume cela dans le diagramme de la figure 2.5

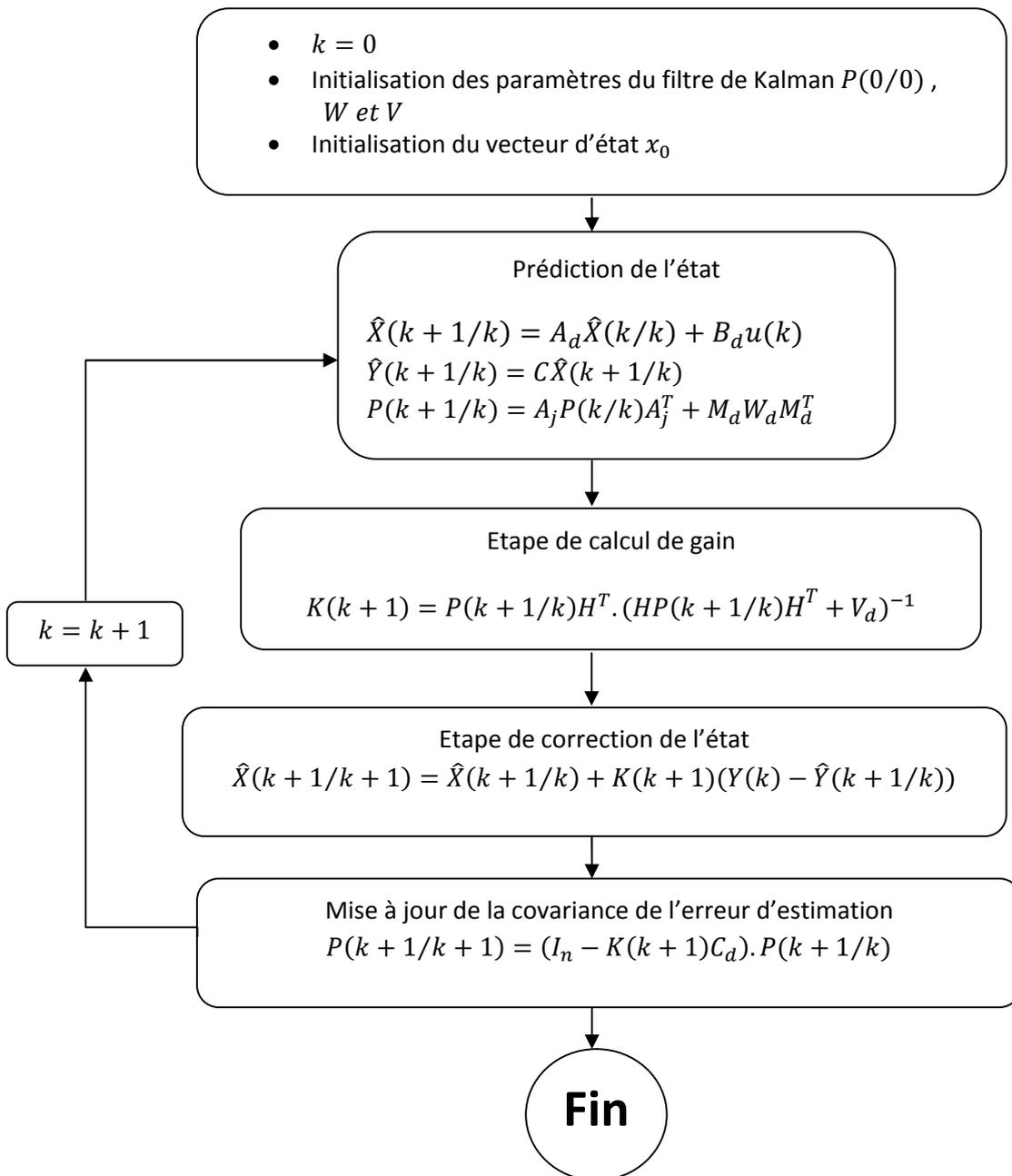


Figure 2.5 Algorithme du filtre de Kalman étendu

- Plus les éléments de la matrice  $P$  sont grand plus le filtre converge rapidement vers les résultats mesurés, contrairement a la matrice  $v_d$  qu'il faut qu'il soit petits pour que le filtre tient en considération les résultats de mesurés qui vient de la MAS.

### Avantage du filtre de Kalman étendu

- L'approche permet de traiter d'une manière relativement objective le cas des bruits dont on est capable de caractérisé les propriétés statique.
- Une grande ressemblance au filtre de Kalman linéaire.
- Ce filtre étendu a été appliqué avec succès sur différents types de procédés non linéaires.
- Le filtre de Kalman étendu est l'une des techniques d'estimation les plus populaires et largement étudié dans le domaine d'estimation d'état des systèmes dynamiques non linéaires.

### Inconvénients du filtre de Kalman étendu

- les preuves de stabilité et de convergence établies dans le cas des systèmes linéaires, ne peuvent être étendues de manière générale au cas des systèmes non linéaires.
- L'approche est basée sur une linéarisation qui n'est pas valable que dans un domaine réduit.
- Aucune robustesse n'est garantie contre les erreurs de modélisation.

## 2.6 Application a la MAS

Le choix du modèle d'état continu dans le repère statorique en vue de l'estimation d'état ou de paramètres de la machine asynchrone a été effectué au premier chapitre , afin d'être implémenté directement sur un ordinateur.

### 2.6.1 Application du Filtre de Kalman Standard « FK »

Dans cette partie, le filtre de Kalman standard est appliqué pour l'estimation du courant statorique et du flux rotorique suivant les axes  $d$  et  $q$  ( $\alpha, \beta$ ) d'une machine asynchrone triphasée à cage.

Avant d'appliquer le FK a la MAS, on doit commencer par la discrétisation du modèle stochastique (2.19) ou :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & k/T_r & p * \Omega * k \\ 0 & -\gamma & -p * \Omega * k & k/T_r \\ M/T_r & 0 & -1/T_r & -p * \Omega \\ 0 & M/T_r & p * \Omega & -1/T_r \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/(1 - (M^2/L_S L_r) - L_S) & 0 \\ 0 & 1/(1 - (M^2/L_S L_r) - L_S) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Après l'utilisation du développement de Taylor, on aura le résultat (2.34) avec :

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \gamma * t_e & 0 & k * t_e / T_r & p * \Omega * k * t_e \\ 0 & 1 - \gamma * t_e & -p * \Omega * k * t_e & k * t_e / T_r \\ M * t_e / T_r & 0 & 1 - t_e * \Omega / T_r & -p * \Omega * t_e \\ 0 & M * t_e / T_r & p * \Omega * t_e & 1 - t_e / T_r \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} t_e / (1 - (M^2 / L_S L_r) - L_S) & 0 \\ 0 & t_e / (1 - (M^2 / L_S L_r) - L_S) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

$$C_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

$$w_d = t_e * w \quad (2.56)$$

$$v_d = v / t_e \quad (2.57)$$

Ou

$t_e$  : est le temps d'échantillonnage

$$X_d = [i_{sd}; i_{sq}; \phi_{rd}; \phi_{rq}]^T$$

$$\gamma = \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right)$$

Remarque :

- La vitesse rotorique  $\Omega$  est supposée constante dans un intervalle d'échantillonnage.
- Les grandeurs courants statoriques et vitesse mécanique sont mesurable contrairement aux flux rotoriques qui vont être estimé.

## 2.6.2 Application du Filtre de Kalman Etendu « FKE »

Le filtre de Kalman standard, décrit précédemment, permet l'estimation de l'état d'un système linéaire. Si on veut estimer la vitesse de la machine asynchrone, une solution consiste à étendre le vecteur d'état estimé au paramètre recherché. Le modèle devient alors non linéaire. On peut, sous certaines hypothèses, appliquer le filtre de Kalman standard à un modèle linéarisé du système.

Après avoir étendre le vecteur d'état à la vitesse mécanique, on obtiendra :

$$\begin{cases} \dot{X}_e(t) = A_e X_e(t) + B_e u(t) + M_e w_e(t) \\ Y_e(k) = H X_e(t) + v_e(t) \end{cases} \quad (2.58)$$

Avec :

$$X_e = [X_1; X_2; X_3; X_4; X_5]^T = [i_{sd}; i_{sq}; \phi_{rd}; \phi_{rq}; \Omega]^T \quad (2.59)$$

$$A_e = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & k/T_r & p * \Omega * k & 0 \\ 0 & -\gamma & -p * \Omega * k & k/T_r & 0 \\ M/T_r & 0 & -1/T_r & -p * \Omega & 0 \\ 0 & M/T_r & p * \Omega & -1/T_r & 0 \\ -M/J * L_r & M/J * L_r & M/J * L_r & -M/J * L_r & -f/J \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

$$B_e = \begin{bmatrix} 1/(1 - (M^2/L_s L_r) - L_s) & 0 \\ 0 & 1/(1 - (M^2/L_s L_r) - L_s) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

Par discrétisation du modèle .... Suivant la même méthode précédente, on aboutit à :

$$\begin{cases} X_{ed}(k+1) = A_{ed} X_{ed}(k) + B_{ed} u(k) + M_{ed} w_{ed}(k) \\ Y_{ed}(k) = H_{ed} X_{ed}(k) + v_{ed}(k) \end{cases} \quad (2.63)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 A_{ed} = e^{A_e t_e} = I_5 + \frac{A_e \cdot t_e}{1!} \\
 B_{ed} = \int_0^{t_e} e^{A_e t} B dt = A^{-1} \cdot (e^{A_e t_e} \cdot B) \Big|_0^{t_e} = t_e \cdot B_e \\
 H_{ed} = H \\
 w_{ed} = \int_0^{t_e} e^{A_e t} M_e w_e M_e^T e^{A_e^T t} dt \\
 v_{ed} = v_e / t_e
 \end{array} \right. \quad (2.64)$$

$$X_{ed} = [i_{sd} ; i_{sq} ; \phi_{rd} ; \phi_{rq} ; \Omega ]^T \quad (2.65)$$

Ou les deux matrices  $A_{ed}$  et  $B_{ed}$  sont comme suit :

$$A_{ed} = \begin{bmatrix}
 1 - \gamma * t_e & 0 & k * t_e / T_r & p * \Omega * k * t_e & 0 \\
 0 & 1 - \gamma * t_e & -p * \Omega * k * t_e & k * t_e / T_r & 0 \\
 M * t_e / T_r & 0 & 1 - t_e / T_r & -p * \Omega * t_e & 0 \\
 0 & M * t_e / T_r & p * \Omega * t_e & 1 - t_e / T_r & 0 \\
 -M * t_e / (J * L_r) & M * t_e / (J * L_r) & M * t_e / (J * L_r) & -M * t_e / (J * L_r) & 1 - f * t_e / J
 \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

$$B_{ed} = \begin{bmatrix}
 t_e / (1 - (M^2 / L_s L_r) - L_s) & 0 \\
 0 & t_e / (1 - (M^2 / L_s L_r) - L_s) \\
 0 & 0 \\
 0 & 0 \\
 0 & 0
 \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

Comme la vitesse fait partie du modèle d'état, ce dernier n'est plus considéré comme linéaire, donc on doit le linéariser pour avoir le droit d'appliquer le FK.

Les matrices jacobéennes  $A_j$  et  $B_j$  sont calculées et sont comme suit :

$$A_j = \begin{bmatrix} 1 - t_e * a_1 & 0 & a_2 * t_e & p * x(5) * a_3 * t_e & p * x(4) * a_3 * t_e \\ 0 & 1 - t_e * a_1 & -p * x(5) * a_3 * t_e & a_2 * t_e & -p * x(3) * a_3 * t_e \\ t_e * a_5 & 0 & 1 - t_e * a_6 & -p * t_e * x(5) & -p * x(4) * t_e \\ 0 & t_e * a_5 & p * t_e * x(5) & 1 - t_e * a_6 & p * x(3) * t_e \\ -t_e * a_7 * p * x(4) & t_e * a_7 * p * x(3) & t_e * a_7 * p * x(2) & -t_e * a_7 * p * x(1) & 1 - a_8 * t_e \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

$$B_j = B_{ed} \quad (2.69)$$

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma = 1 - (M^2 / (L_s * L_r)) \\ k = M / (\sigma * L_s * L_r) \\ T_r = L_r / R_r \\ N = (1 / (\sigma * L_s)) * (R_s + \left( \frac{R_r * M^2}{L_r^2} \right)) \\ a_2 = k / T_r \\ a_3 = k \\ a_4 = 1 / (\sigma * L_s) \\ a_5 = M / T_r \\ a_6 = 1 / T_r \\ a_7 = M / (J * L_r) \\ a_8 = f_v / J \end{array} \right. \quad (2.70)$$

## 2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé quelques notions relatives à l'observabilité et aux observateurs des systèmes linéaires et non linéaires.

Le filtre de Kalman étendu permet d'estimer des variables d'état non-linéaires comme la vitesse mécanique après une linéarisation et une discrétisation du modèle d'état.

Nous avons présenté différentes applications du Filtre de Kalman à la MAS pour l'estimation du vecteur d'état (courants statorique, flux rotorique et la vitesse mécanique).



# Chapitre 3 implémentation sur la carte dSPACE

---

## 3.1. Introduction

Dans ce chapitre le matériel et logiciels utilisés pour l'implémentation du modèle du filtre de Kalman et du filtre de Kalman étendu en temps réel sont présentés.

On montre la carte de prototypage utilisé DS 1104 de dSPACE et les étapes de configuration du modèle Simulink pour l'implémentation du code C dans dSPACE est exposée. De plus, l'utilisation de l'interface logicielle ControlDesk pour le contrôle et la visualisation graphique.

## 3.2 Implémentation du Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman Linéaire et le filtre de Kalman étendu à la vitesse sont appliqués pour l'estimation des courants statoriques, des flux rotoriques et de la vitesse de la machine asynchrone triphasée à cage.

Le bloc S-Function de Matlab /Simulink est utilisé pour l'implémentation des deux modèles du filtre de Kalman.

### 3.2.1 Introduction à la S-Function

Le bloc S-function est une description de langage informatique d'un système dynamique. Ils peuvent être écrites en utilisant MATLAB ou en C et sont liés dynamiquement avec MATLAB.

L'utilisation de S-Function est incontournable pour la description de processus complexe, difficilement représentable graphiquement ou encore pour les systèmes modélisés sous forme de jeu d'équation [18]. Pour la modélisation du FK et FKE, nous utiliseront donc des S-Function écrites en C (Figure 3.1).

L'implémentation du Filtre est réalisée à l'aide de la carte DS1104 qui est installée dans une fente PCI de l'ordinateur hôte. Elle est liée à MATLAB, Simulink et Real-Time Workshop par un outil nommé RTI (Real-Time Interface). Cet outil permet, lors du développement d'un modèle dans Simulink, l'accès aux E/S de la carte et l'implémentation du modèle Simulink du filtre dans la carte par la génération

# Chapitre 3 implémentation sur la carte dSPACE

automatique de code. Le schéma du montage matériel et logiciel complet utilisé dans la réalisation de la première partie du projet est présenté par la figure 3.2.

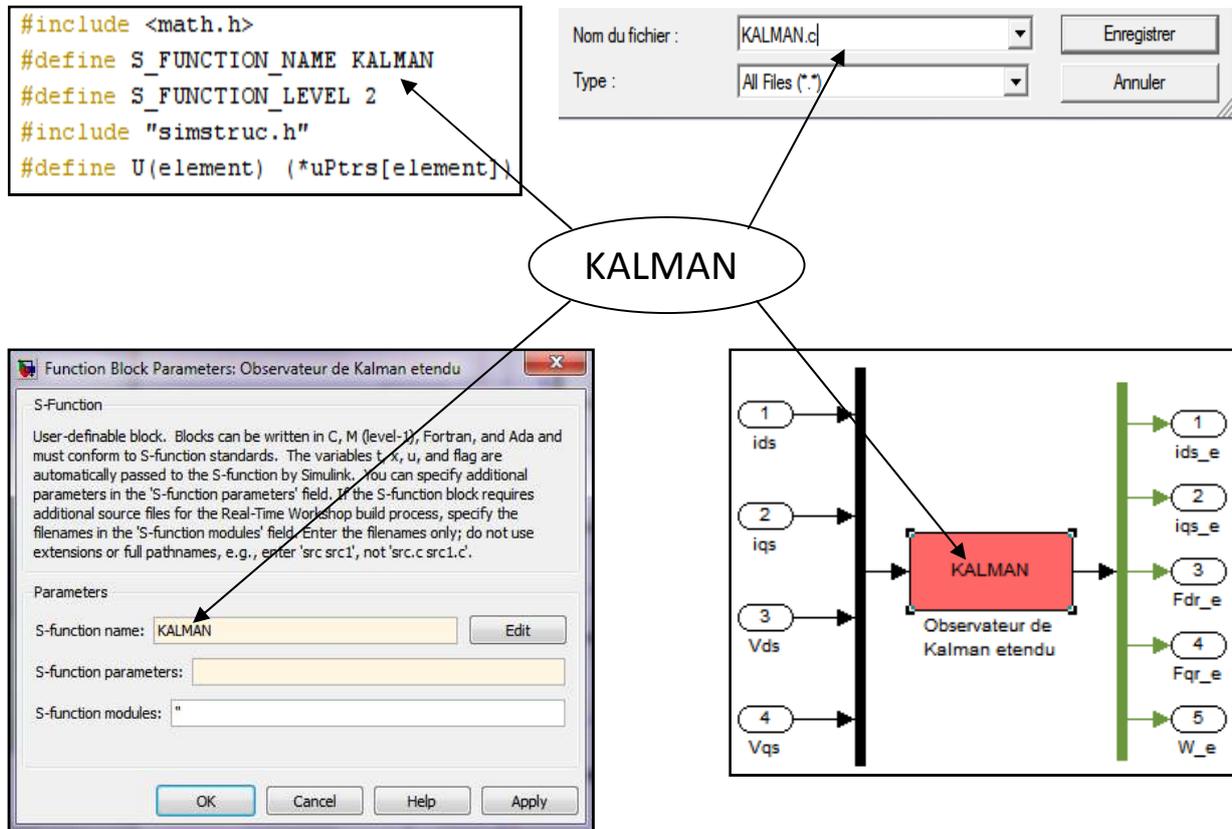


Figure 3.1 Schéma Block de S-Function et ces fenêtres de dialogue

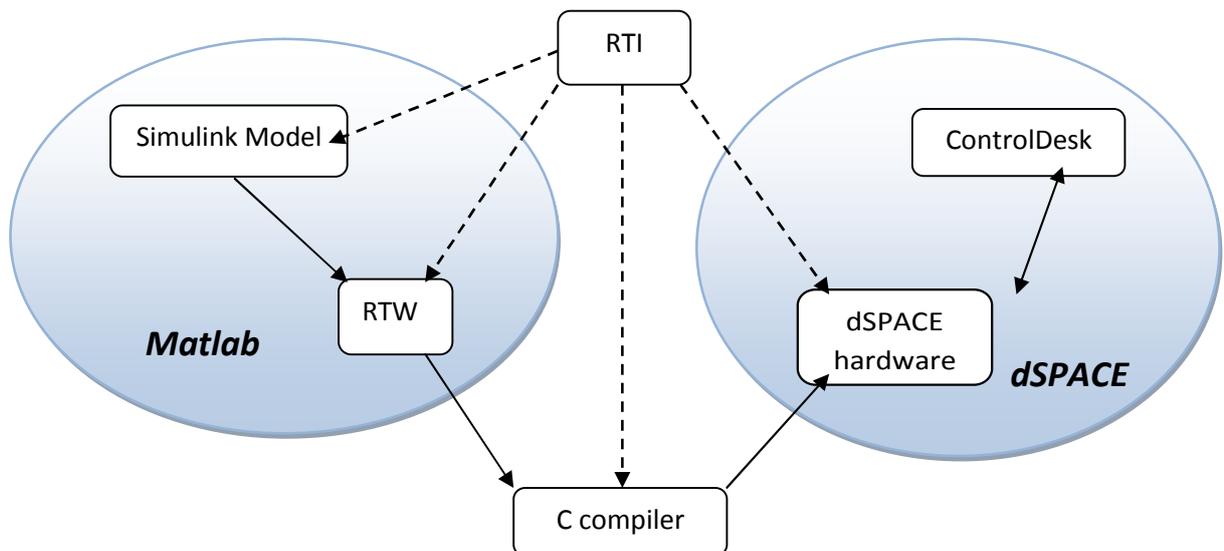


Figure 3.2 Connection entre Matlab et dSPACE

## Chapitre 3 **implémentation sur la carte dSPACE**

Lors de l'installation du logiciel RTI, la librairie dSPACE RTI1104 est incluse dans Simulink via une interface entre MATLAB et dSPACE nommée MLIB. La librairie dSPACE RTi1104 donne accès à toutes les fonctionnalités de la carte. Dans cette partie du projet on s'intéresse particulièrement aux E/S analogiques. Ces E/S sont représentées sous forme de blocs dans Simulink. On insère et connecte les blocs de la librairie au modèle Simulink comme n'importe quel autre bloc standard. Il suffit ensuite de configurer les différents blocs utilisés [15].

### 3.3 Présentation de la carte DSpace

La nouvelle génération des cartes à DSP de dSPACE est composée des dispositifs les plus compacts qui existent à ce jour. Elles sont parfaites pour les applications pédagogiques ou de recherche à budget limité puisqu'elles sont disponibles en ACE kit, c'est à dire en kit éducation à des prix très attractifs, leurs avantages principaux sont leur simplicité d'utilisation et leur commodité [16], [17].



Figure 3.3 Carte dSPACE 1104

Les avantages de ce kit sont nombreux, puisqu'il offre la possibilité de:

- Tester les méthodes de commande en temps réel
- Optimiser en temps réelles correcteurs
- Travailler avec une interface Windows facile à utiliser
- Implanter les modèles faits dans Simulink et directement les exécuter en temps réel
- Observer le comportement des systèmes lors de changements des paramètres de façon interactive ou automatique.

# Chapitre 3 implémentation sur la carte dSPACE

## 3.3.1 Architecture interne du DS1104

L'architecture interne de la carte DS1104 se présente dans la figure 3.4

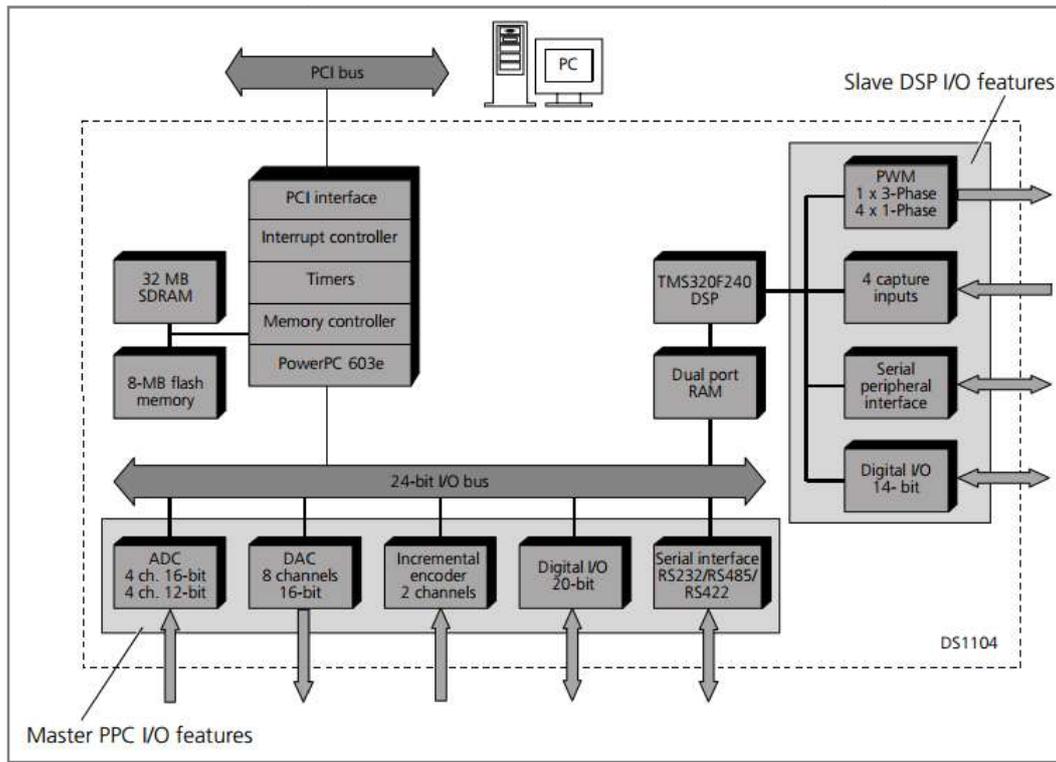


Figure 3.4 Architecture interne de la carte DS1104

Elle est composée de :

- Un microprocesseur maître MPC8240.
- Un DSP esclave TMS320F240.
- Un contrôleur d'interruptions matérielles et logicielles.
- Un contrôleur de Mémoires SDRAM et Flash.
- Des " timers "ou temporisateurs.

Cette carte comprend un processeur principal PowerPC de 250 MHz et un DSP esclave. Le DSP est dédié à la génération d'impulsions par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et n'est pas utilisé dans le cadre du projet [15], [16].

## 3.3.2. Interfaces fournies par le processeur Maitre

Les Interfaces Temps Réel (ITR) fournies par le processeur Maître offrent une large gamme de blocs Entrée/Sortie comme le montre la figure 3-4.

# Chapitre 3 implémentation sur la carte dSPACE

Cette gamme inclut:

- 8 convertisseurs Analogiques/Digitaux (ADC)
- 8 convertisseurs Digitaux/Analogiques (DAC)
- 20 canaux E/S digitaux
- 2 canaux digitaux pour connecter un encodeur incrémental
- 2 interfaces série (RS232 et RS422 ou RS485)

Les entrées/sorties analogique ont une plage de tension de -10V à +10V.

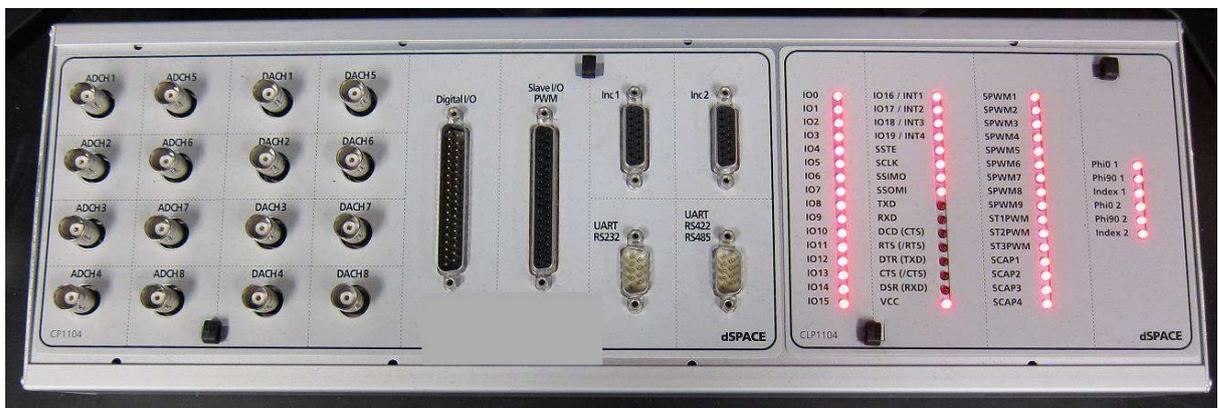


Figure 3.5 Interface de la carte dSPACE DS1104

### 3.3.3. L'encodeur incrémental

Un encodeur est un dispositif électromécanique capable de mesurer le mouvement ou la position. La plupart des encodeurs utilisent des capteurs optiques pour fournir des signaux électriques sous forme de trains d'impulsions, lesquels peuvent, à leur tour, être interprétés comme mouvement, direction ou position.

#### a. Principe de fonctionnement

La figure 3.6 montre les composants de base d'un encodeur incrémentale : une diode électroluminescente (LED), un disque et un capteur de lumière de l'autre côté du disque. Le disque, monté sur l'axe rotatif, comporte des motifs encodés de secteurs opaques et transparents. Lorsque le disque tourne, les segments opaques bloquent la lumière alors que ceux où le verre est clair la laissent passer.

## Chapitre 3 implémentation sur la carte dSPACE

Ceci génère des impulsions d'onde carrée qui peuvent ensuite être interprétées comme position ou mouvement. En général, les encodeurs ont entre 100 et 6 000 segments par révolution. Dans notre cas, on a utilisé un encodeur de 1024 segments Ceci correspond à une résolution de  $0,351^\circ$ .

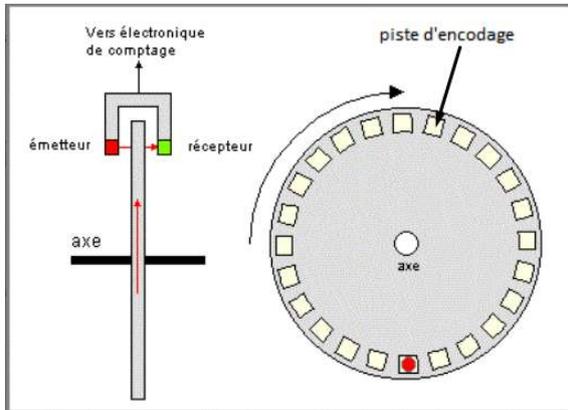


Figure 3.6 Composants de base d'un encodeur incrémentale

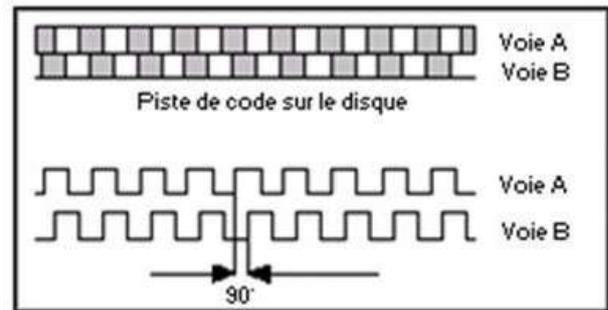


Figure 3.7 Les deux pistes de code d'un encodeur incrémentale

Un encodeur ne générant qu'une série d'impulsions ne serait pas très utile puisqu'il ne pourrait pas indiquer la direction de la rotation. L'encodeur en quadrature comporte deux pistes de code dont les secteurs sont décalés de 90 degrés d'une piste à l'autre (figure 3.7) ; ceci permet d'avoir deux sorties de voie qui indiquent la position et la direction de la rotation.

Si A devance B, par exemple, le disque tourne dans le sens des aiguilles d'une montre. Si B devance A, le disque tourne dans le sens contraire. Par conséquent, en surveillant à la fois le nombre d'impulsions et les phases relatives des signaux A et B, vous pouvez suivre la position et la direction de la rotation.

### b. Le schéma block pour l'encodeur

Un codeur est monté sur les générateurs de courant continu utilisés dans le laboratoire. Le bloc de position du codeur peut être trouvé suivant le chemin :

>> *Browser Simulink Library> dSPACE RT1104> PPC DS1104 Master> DS1104ENC\_POS\_C1.*

# Chapitre 3 implémentation sur la carte dSPACE

Ce bloc fournit un accès en lecture à la position et à la vitesse des deux codeurs. Le codeur se compose de 1024 lignes par révolution, qui est de 0,351 degré par ligne.

Pour convertir le nombre de lignes à des degrés, multiplier le nombre de lignes par la constante 0,351. La sortie du codeur « delta position » est utilisé pour le calculer de la vitesse angulaire de la machine en rad / sec par divisant par le temps d'échantillonnage comme dans la figure 3.8 [14].

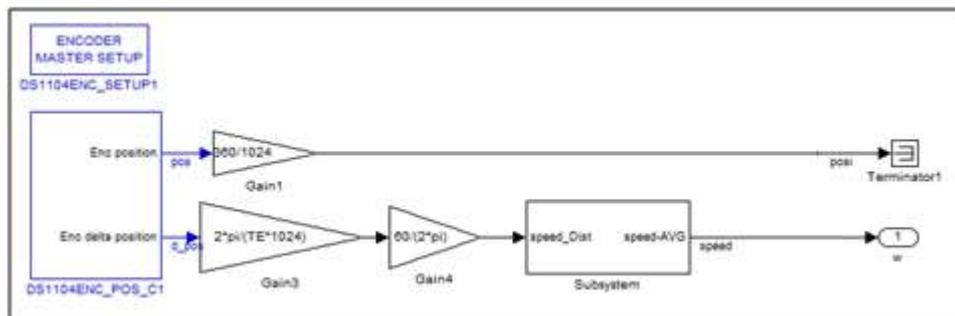


Figure 3.8 schémas block de lecture de vitesse et position du codeur

### c. Caractéristiques de l'encodeur GI355

#### Avantages:

- Erreur de mesure faible : typiquement proportionnel à la résolution du codeur, soit 2,16 arcmin pour un codeur 10000 pts/ tr ( $1' \text{ (arcmin)} = 1^\circ/60 = 0,0166^\circ$ ).
- Vitesse de rotation jusqu'à 10000 t/mn.
- au standard industriel, Détection optique.

#### Inconvénients:

- Pas de connaissance de la position absolue du moteur dans le tour. (Nécessité de pistes de commutation, ou Top Zéro)
- Limitation de la résolution du codeur par la fréquence d'entrée du variateur et l'implantation mécanique sur le disque.
- Fragilité et coût élevé et un encombrement au montage.

# Chapitre 3 implémentation sur la carte dSPACE

## 3.4 ControlDesk

Ce logiciel fournit toutes les fonctionnalités de contrôle et d'affichage de la carte DS1104. ControlDesk agit indépendamment de MATLAB et Simulink après la génération du code. Les variables et données nécessaires à ControlDesk sont transmises de Simulink lors de la génération du code qui sont alors disponibles sous le répertoire Model. Pour visualiser ces variables et par conséquent déterminer le fonctionnement de notre application, il faut ouvrir un nouveau plan d'affichage.

Lors de la configuration d'un modèle dans Simulink, on spécifie que l'état initial de l'application temps réel soit sur PAUSE. Par la suite, grâce au logiciel ControlDesk, on fait démarrer l'application temps réel au moment désiré via la variable *SimState*.

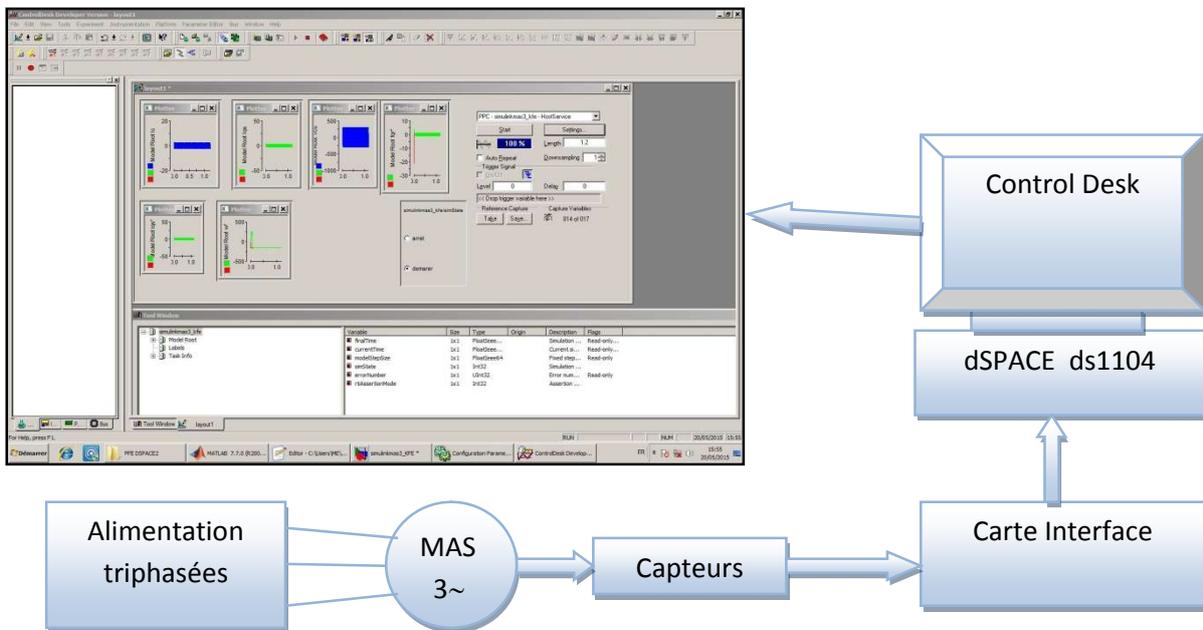


Figure 3-9 Fenêtre de visualisation du ControlDesk

## 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a expliqué l'implémentation du filtre de Kalman sur une carte dSPACE et on a présenté la démarche utilisée pour réaliser la simulation en temps réel. Tous les outils matériels et logiciels utilisés ainsi que les étapes nécessaires à la réalisation de cette partie du projet ont été présentés.

Le prochain chapitre présente les résultats obtenus en temps réel, La validation ces résultats est réalisés par la comparaison avec des résultats de simulation.

## 4.1 Introduction

Ce chapitre est consacré aux résultats de l'application du Filtre de Kalman (FK) et Kalman étendu à la vitesse (FKE) à la MAS pour l'estimation du flux rotorique et de la vitesse mécanique et de leur implémentation sur la carte dSPACE ds1104.

L'implémentation du filtre de Kalman sur la carte ds1104 sera faite en passant par plusieurs étapes. En commence par effectuer le programme du FK et FKE sur Matlab pour simuler l'ensemble MAS et filtre de Kalman. La deuxième étape consiste à implémenter l'algorithme du FK et FKE écrit en langage C (C S-Function) sur la carte DS1104.

Et on termine par l'implémentation du FK et du FKE sur la carte DS1104 pour observer les grandeurs électriques, magnétiques et mécanique (la vitesse) de la MAS, en effectuant l'acquisition (la mesure) des courants statoriques, des tensions d'alimentation et de la vitesse mécanique, cette dernière étant nécessaire dans le cas du filtre de Kalman.

## 4.2 Structure des différents Blocs de Simulation

En se basant sur l'étude théorique de la MAS présentée au chapitre 1, nous construisant les différents blocks pour la simulation.

### 4.2.1 Bloc de la MAS dans Simulink

La figure 4.1 représente le block Simulink de la MAS dans un repère de PARK lié au stator, l'alimentation triphasée de la MAS est décrite par l'ensemble d'équations présent dans (4.1).

$$\begin{cases} V_a = 220\sqrt{2} \sin(2\pi ft) \\ V_b = 220\sqrt{2} \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = 220\sqrt{2} \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4.1)$$

Avec :  $f = 50\text{Hz}$

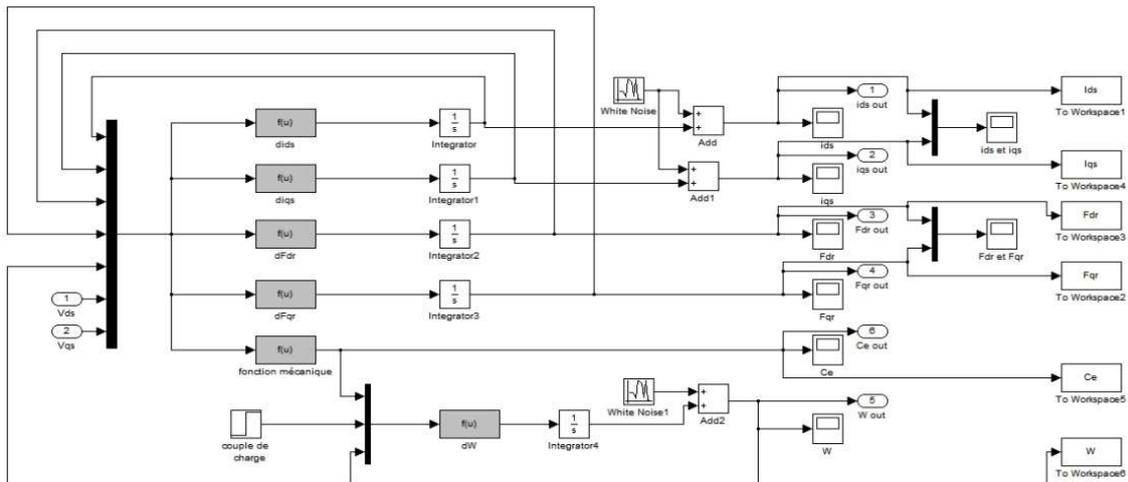


Figure 4.1 Bloc de la MAS dans un repère de PARK

Les bruits d'état et de mesure sont habituellement considérés comme des signaux gaussiens centrés; leurs variances sont généralement estimées. La connaissance des valeurs des variances des bruits est très importante pour la bonne convergence du FK. Dans notre travail la valeur des composantes de la matrice bruit d'état et du vecteur de mesure sont déterminées par la méthode essai-erreur.

La matrice des bruits d'état est pour le FK et le FKE respectivement :

$$W = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.01 \end{bmatrix}; \quad W = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.01 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 5 \end{bmatrix}$$

Le vecteur des bruits de mesure est :

$$v = \begin{bmatrix} 3 \cdot 10^{-2} \\ 3 \cdot 10^{-2} \end{bmatrix}$$

Le vecteur des conditions initiales est par hypothèse pour FK et le FKE respectivement :

$$x_0 = [0.5 \quad 0.5 \quad 0.2 \quad 0.2]^T, \quad x_0 = [0.5 \quad 0.5 \quad 0.2 \quad 0.2 \quad 5]^T$$

### 4.2.2 Bloc du Filtre de Kalman linéaire

Il est composé d'un bloc de la MAS dans le repère de Park dont les grandeurs électriques et mécaniques sont discrétisées puis affectées au filtre de Kalman.

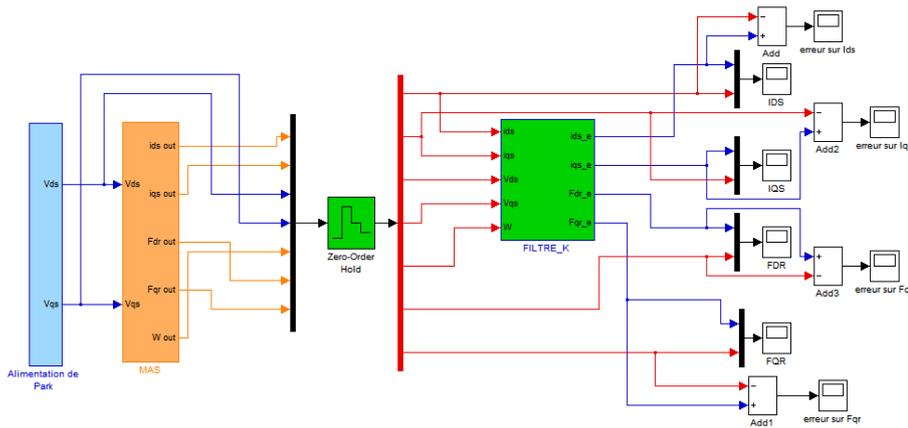


Figure 4.2 Bloc du Filtre de Kalman linéaire

### 4.2.3 Bloc du Filtre de Kalman étendu

Il est composé d'un bloc de MAS dans un repère de Park dont les grandeurs électriques sont discrétisées pour les appliquer au filtre de Kalman étendu.

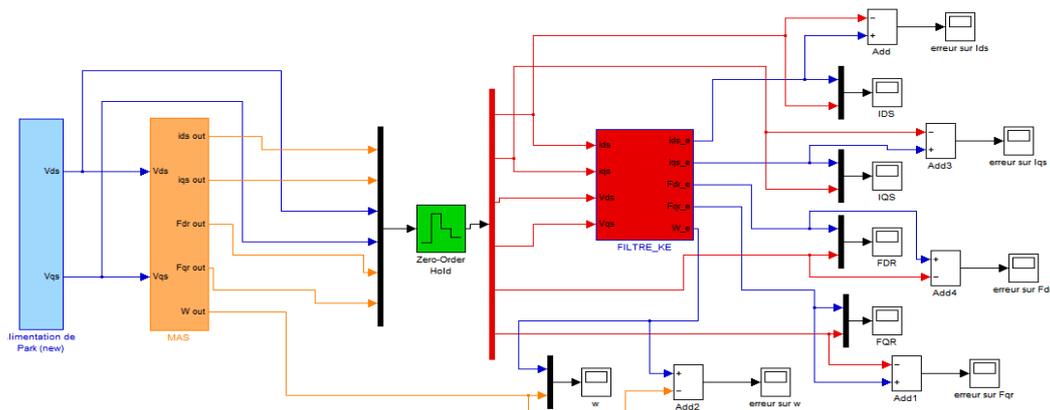


Figure 4.3 Bloc du Filtre de Kalman étendu

## 4.3 Résultats de Simulation

### 4.3.1 Résultats de la simulation du FK

Dans cette partie, le FK linéaire est appliqué pour l'estimation des courants statoriques et des flux rotoriques. On commence par la représentation des tensions d'alimentation de la MAS.

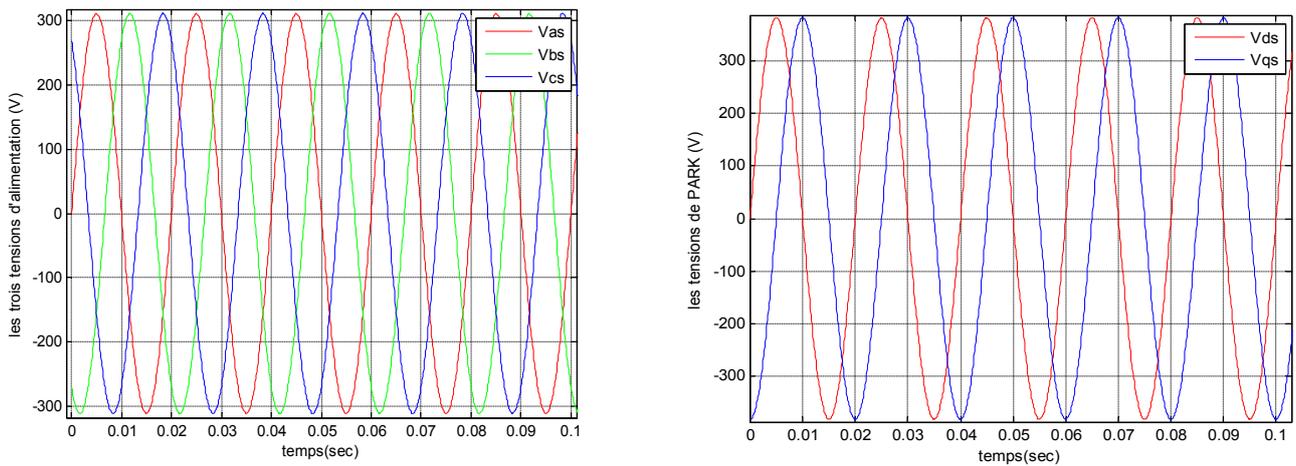
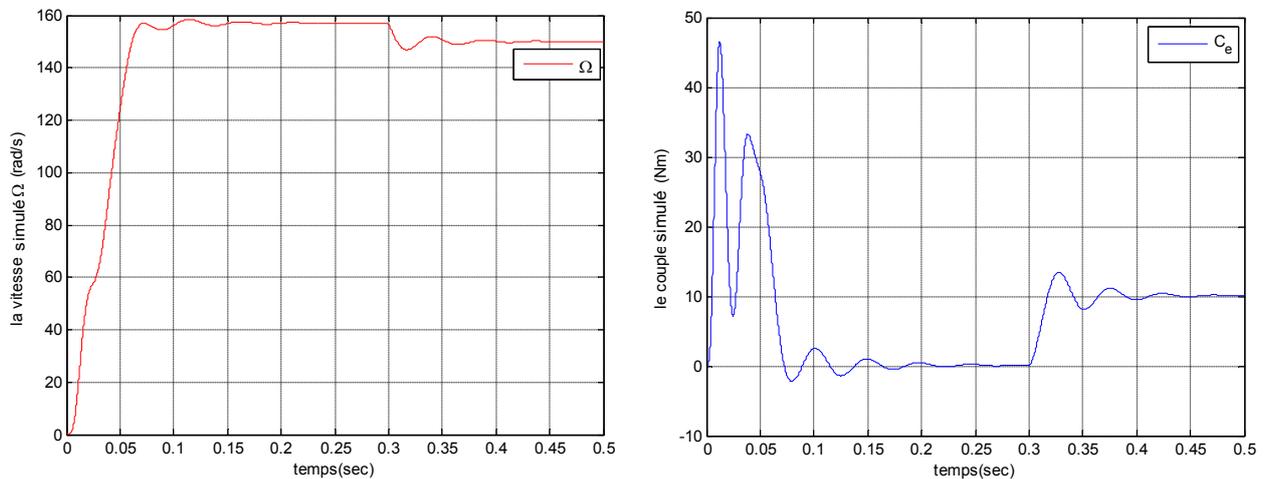


Figure 4.4 l'alimentation triphasée et dans Park (Biphasée)

### a simulation à vide et en charge

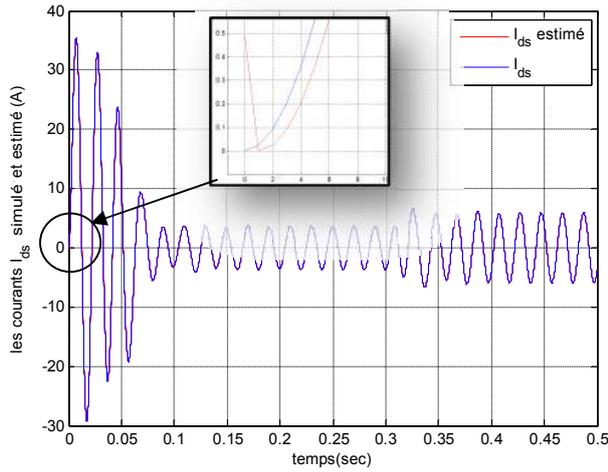
Les figures ci-dessous montrent l'évolution des grandeurs mesurées (courants statoriques, vitesse mécanique et couple électromagnétique) et non mesurées (flux rotoriques) et l'erreur d'estimation correspondantes.



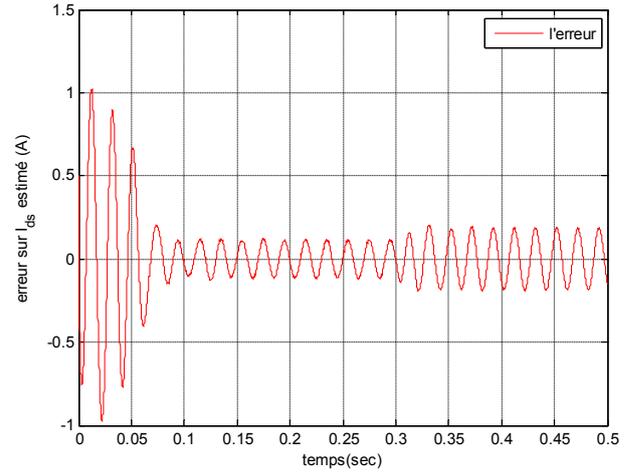
(a)

(b)

Figure 4.5 la vitesse et le couple

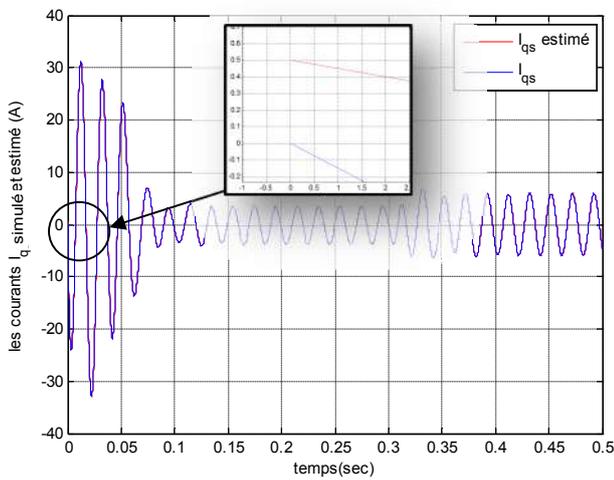


(a)

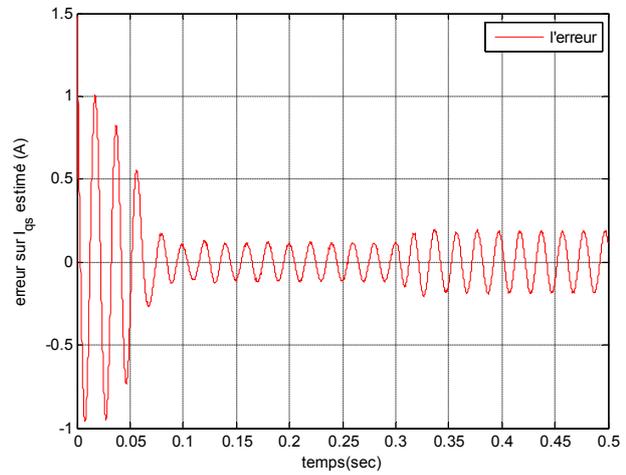


(b)

Figure 4.6 les courant  $i_{ds}$  et  $\hat{i}_{ds}$  et l'erreur entre eux

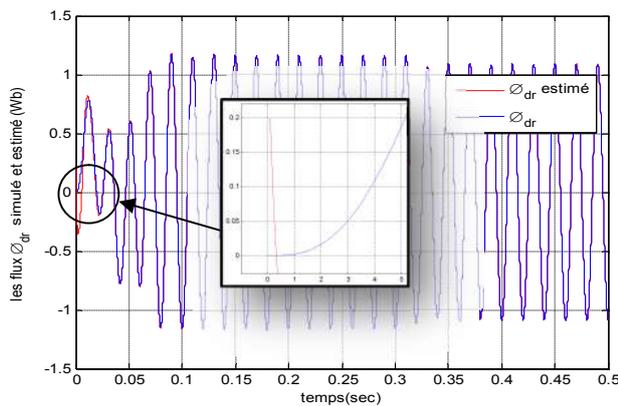


(a)

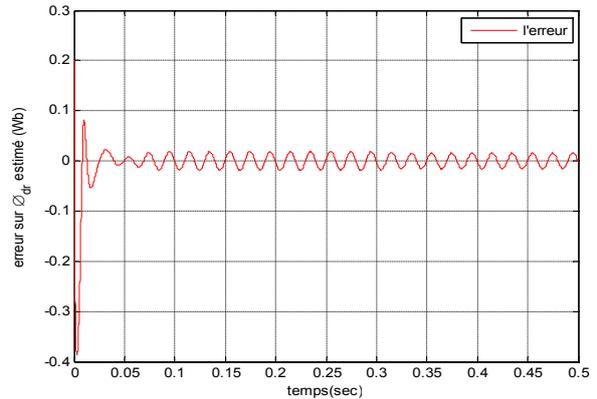


(b)

Figure 4.7 les courants  $i_{qs}$  et  $\hat{i}_{qs}$  et l'erreur entre eux



(a)



(b)

Figure 4.8 les flux  $\phi_{dr}$  et  $\hat{\phi}_{dr}$  et l'erreur entre eux

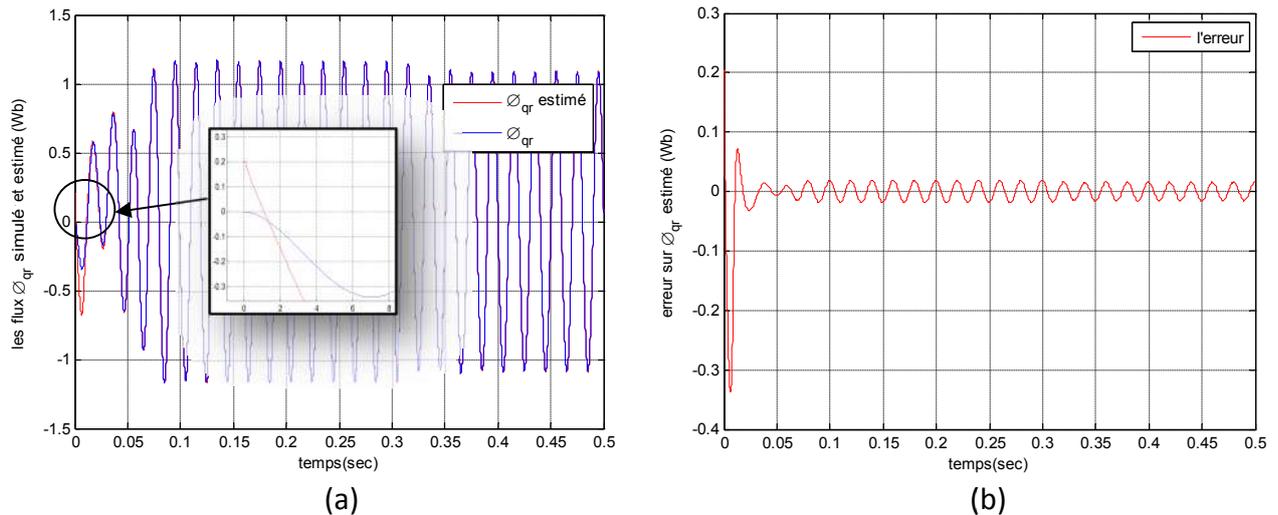


Figure 4.9 les flux  $\Phi_{qr}$  et  $\hat{\Phi}_{qr}$  et l'erreur entre eux

Dans cette partie, on simule un démarrage de la MAS à vide puis un couple de charge  $C_r = 10 Nm$  est appliqué par simulink à l'instant  $t = 0.3 s$ .

Les figures (4.6 a) et (4.7 a) décrivent la superposition entre les courants ( $i_{ds}, i_{qs}$ ) avec leurs estimés ( $\hat{i}_{ds}, \hat{i}_{qs}$ ), et les figures (4.8 a) et (4.9 a) représentent la superposition entre les flux ( $\Phi_{dr}, \Phi_{qr}$ ) et leurs estimés ( $\hat{\Phi}_{dr}, \hat{\Phi}_{qr}$ ). On constate une bonne estimation des grandeurs mesurées dans le cas même de conditions initiales différentes.

Les figures (4.6 b) et (4.7 b) représentent l'erreur entre les courants mesurées et leurs estimées, la grande valeur de cette erreur au démarrage est due à la différence des valeurs initiales simulées entre le filtre et la MAS, de même pour les figures (4.8 b) et (4.9 b). Cette erreur tend vers une valeur égale à  $0.12A$  (3.33%) pour les courants ( $i_{ds}, i_{qs}$ ) et  $0.019wb$  (1.63%) pour les flux ( $\Phi_{dr}, \Phi_{qr}$ ).

Au moment de la simulation du couple de charge  $C_r$  on remarque une augmentation du couple électromagnétique à une valeur égale à  $C_n$  avec la vitesse mécanique qui tend vers la valeur nominale. Une augmentation aussi des courants ( $i_{ds}, i_{qs}$ ) de  $3.6A$  à  $5.9A$ , alors que les flux subissent une légère diminution de  $1.16wb$  à  $1.09wb$ .

## b Simulation avec changement de vitesse

Dans cette partie, on a changé le sens de rotation de la MAS à l'instant  $t = 0.2s$ , les résultats obtenus sont présentés dans les figures suivantes:

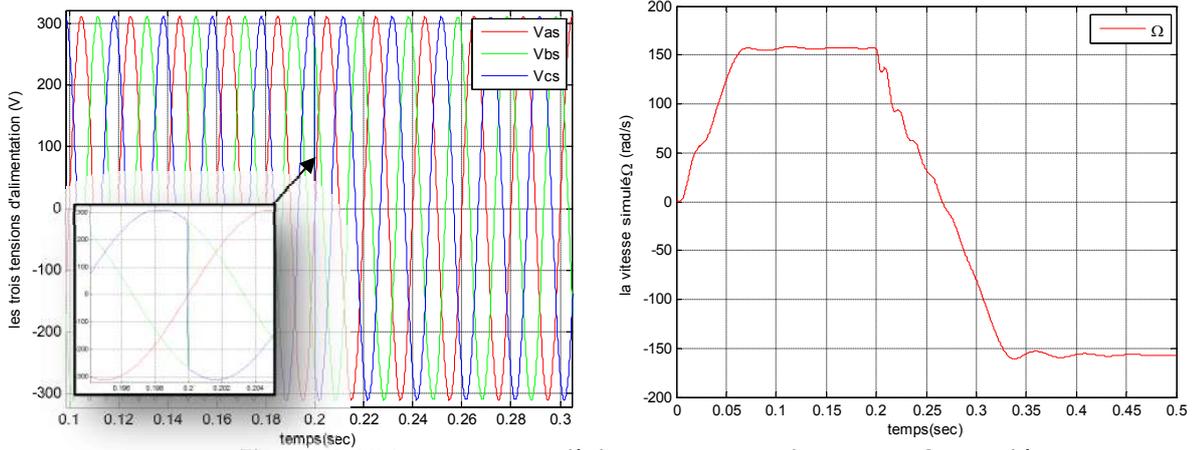


Figure 4.10 Les tensions d'alimentation et la vitesse  $\Omega$  simulé

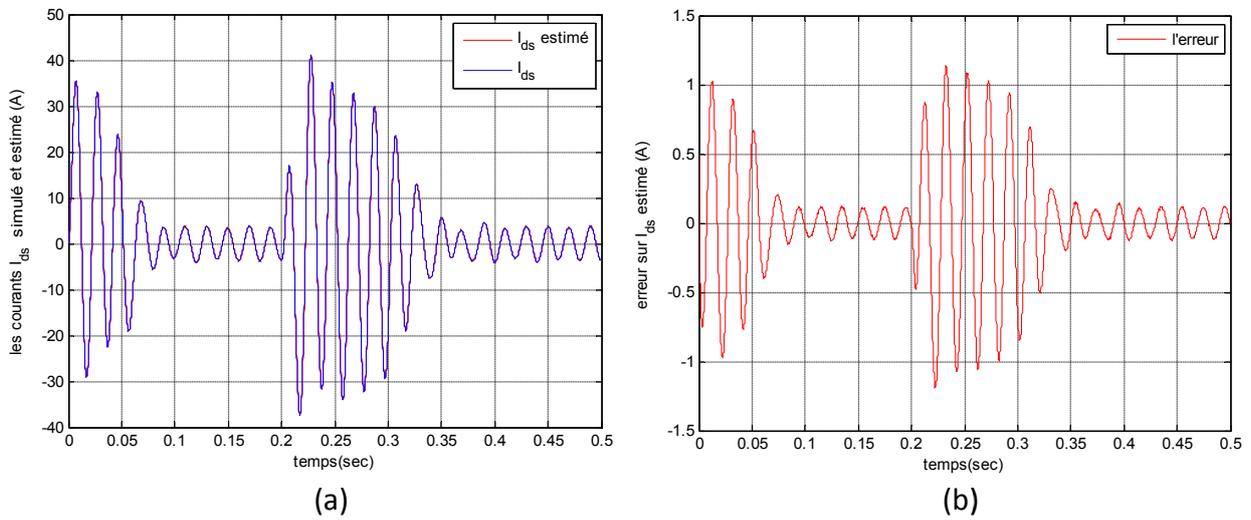


Figure 4.11 les courant  $i_{ds}$  et  $\hat{i}_{ds}$  et l'erreur entre eux

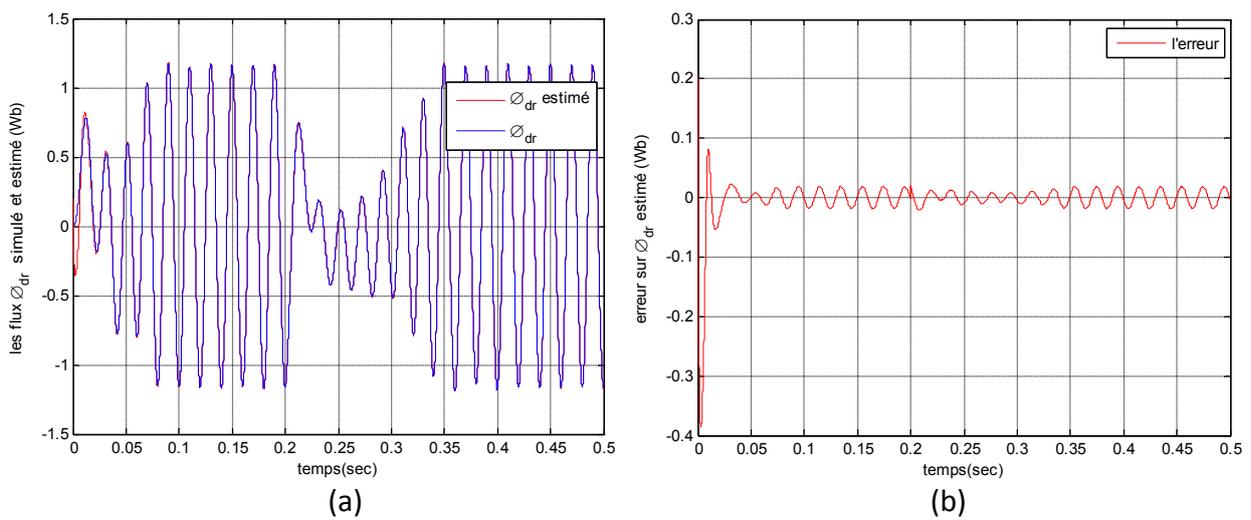


Figure 4.12 les flux  $\phi_{dr}$  et  $\hat{\phi}_{dr}$  et l'erreur entre eux

Dans cet essai on simule un démarrage de la MAS avec des tensions triphasées de fréquence  $50Hz$  et d'amplitude égale à  $220v$ , et on initialise le FK avec des conditions initiales  $x_0$ , et à l'instant  $t = 0.2s$  on inverse entre 2 phases pour l'inversion du sens de rotation.

Les figures (4.11 a) et (4.12 a) montre que les grandeurs estimés suivent parfaitement les grandeurs mesurées, avec une erreur qui tend vers zéro comme montrée sur les figures (4.11 b) et (4.12 b). Lors de l'inversion du sens de rotation de la vitesse, les courants et les flux passent par un régime transitoire.

Les résultats montrent la convergence du Filtre de Kalman Linéaire appliqué à la MAS avec une grande précision même avec des conditions initiales différentes.

### 4.3.2 Résultats de simulation du FKE

Dans cette partie, le FKE est appliqué pour l'estimation des courants statoriques, des flux rotoriques et de la vitesse mécanique.

#### a Simulation à vide et en charge

Les figures ci-dessous montrent l'évolution des grandeurs mesurées (courants statoriques et vitesse mécanique) et non mesurées (flux rotoriques) et l'erreur d'estimation correspondantes.

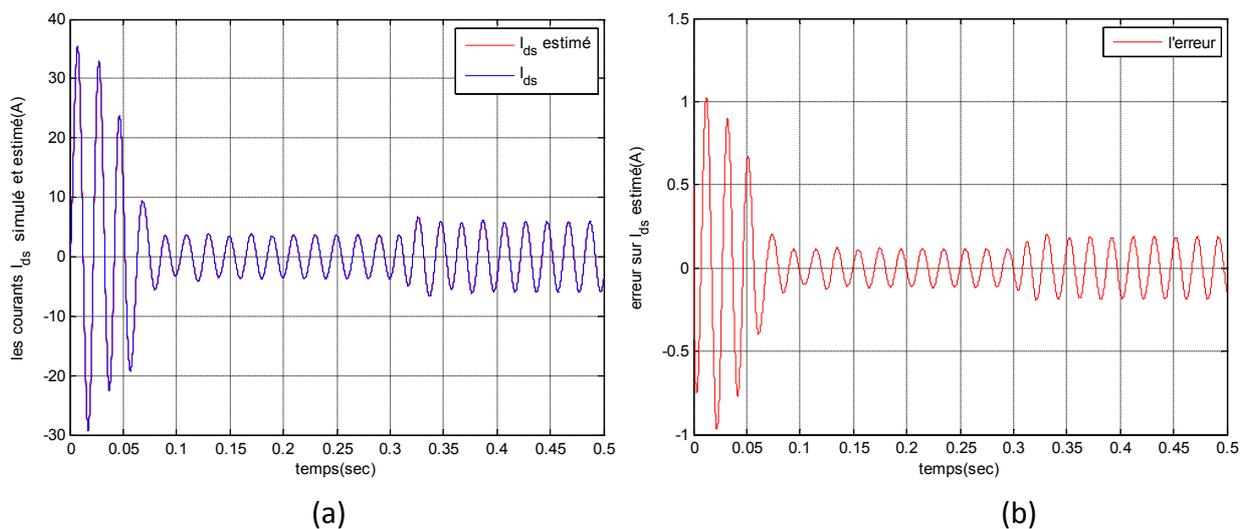


Figure 4.13 les courant  $i_{ds}$  et  $\hat{i}_{ds}$  et l'erreur entre eux

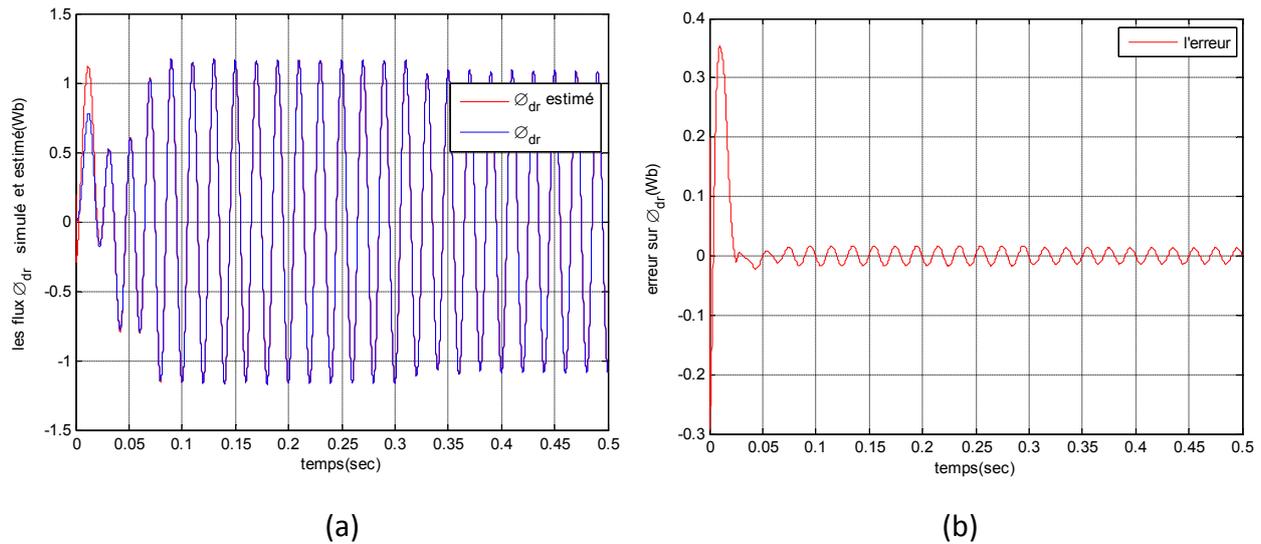


Figure 4.14 les flux  $\Phi_{dr}$  et  $\hat{\Phi}_{dr}$  et l'erreur entre eux

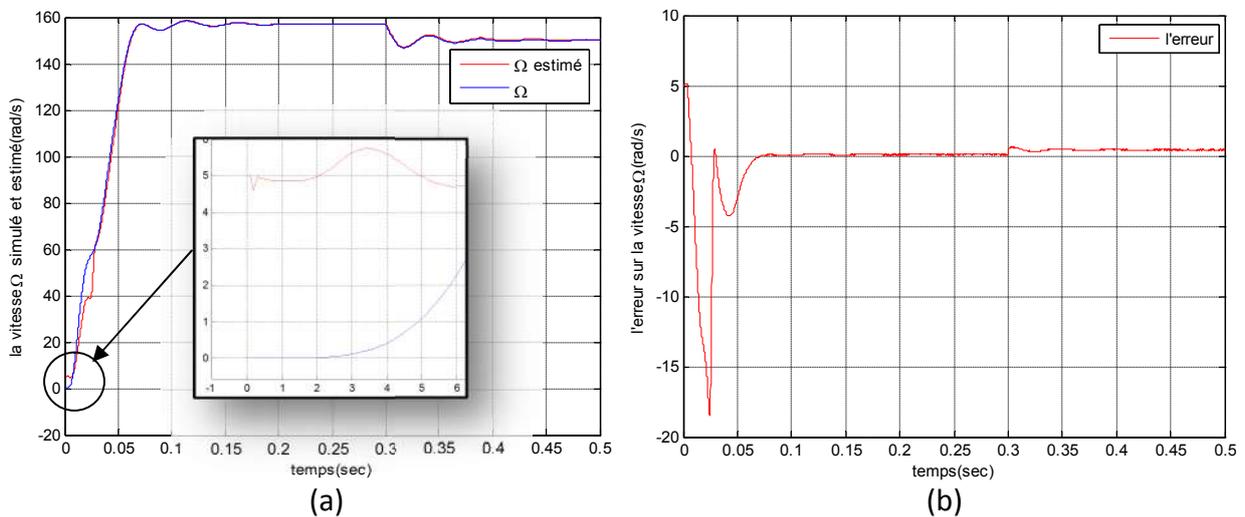


Figure 4.15 La vitesse  $\Omega$  et  $\hat{\Omega}$  et l'erreur entre elles

La figure (4.13 a) décrit la superposition entre le courant  $i_{ds}$  avec son estimé  $\hat{i}_{ds}$  et la figures (4.14 a) représentent la superposition entre le flux  $\Phi_{dr}$  et son estimé  $\hat{\Phi}_{dr}$ . L'estimation des différentes grandeurs est très précise.

Les figures (4.13 b) et (4.14 b) représentent l'erreur entre le courant simulé  $i_{ds}$  et son estimé  $\hat{i}_{ds}$  et l'erreur entre le flux simulé  $\Phi_{dr}$  et son estimé  $\hat{\Phi}_{dr}$  respectivement, la grande valeur de cette erreur au démarrage est due à la différence entre les valeurs initiales du filtre et celle de la MAS, cette erreur diminue et tend vers une valeur égale à  $0.12A$  (3.33%) pour le courant  $i_{ds}$  et  $0.019wb$  (1.63%) pour le flux  $\Phi_{dr}$ .

La figure (4.15 a) représente la superposition entre la vitesse mécanique et son estimé, on constate que l'estimée suit parfaitement la vitesse mesurée.

Au moment de l'application d'un couple de charge  $C_r$ , on remarque une augmentation au niveau du courant, alors que le flux subit une légère diminution et la vitesse  $\Omega$  présente une petite chute et tend vers sa valeur nominal, ainsi que pour son estimée  $\hat{\Omega}$ .

La figure (4.15 b) montre l'erreur d'estimation entre la vitesse mesurée et la vitesse estimée qui tend vers zéro.

### b Simulation avec changement de vitesse

On a changé le sens de rotation de la MAS à l'instant  $t = 0.2s$ , les résultats sont comme suit :

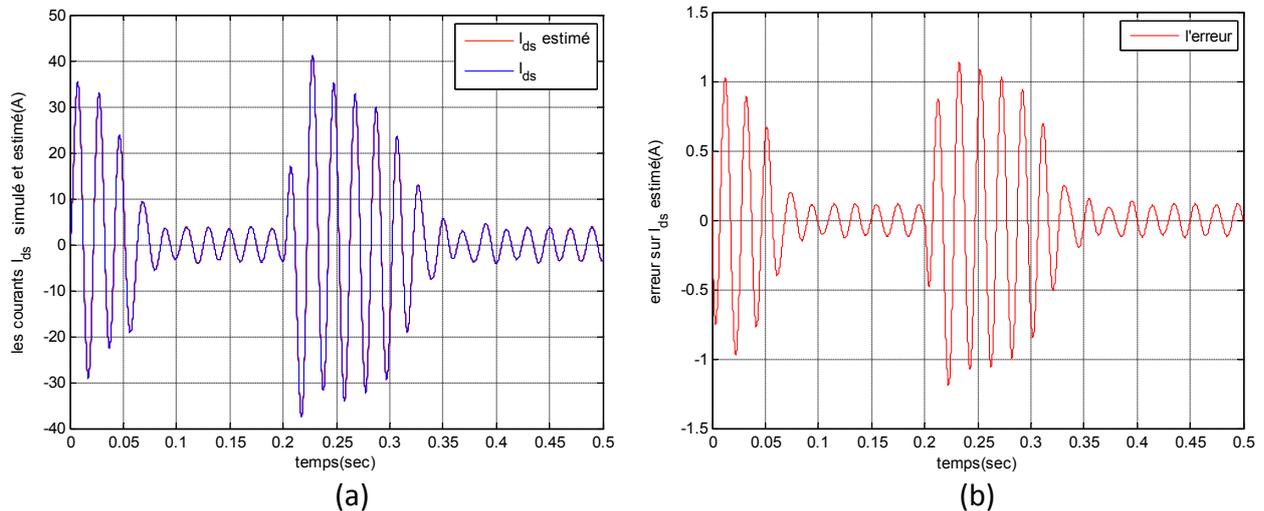


Figure 4.16 les courants  $i_{ds}$  et  $\hat{i}_{ds}$  et l'erreur entre eux

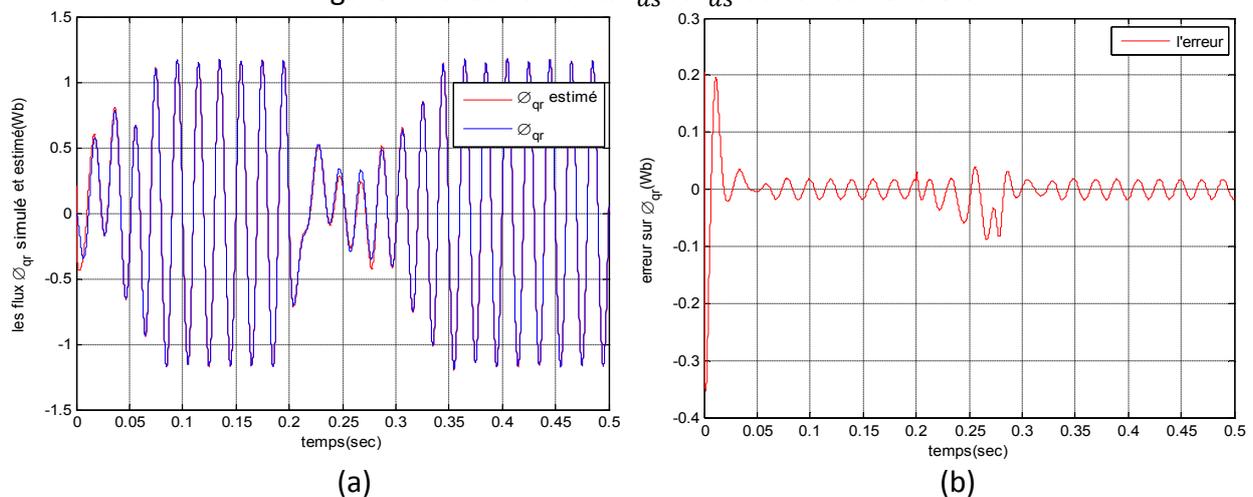


Figure 4.17 les flux  $\phi_{qr}$  et  $\hat{\phi}_{qr}$  et l'erreur entre eux

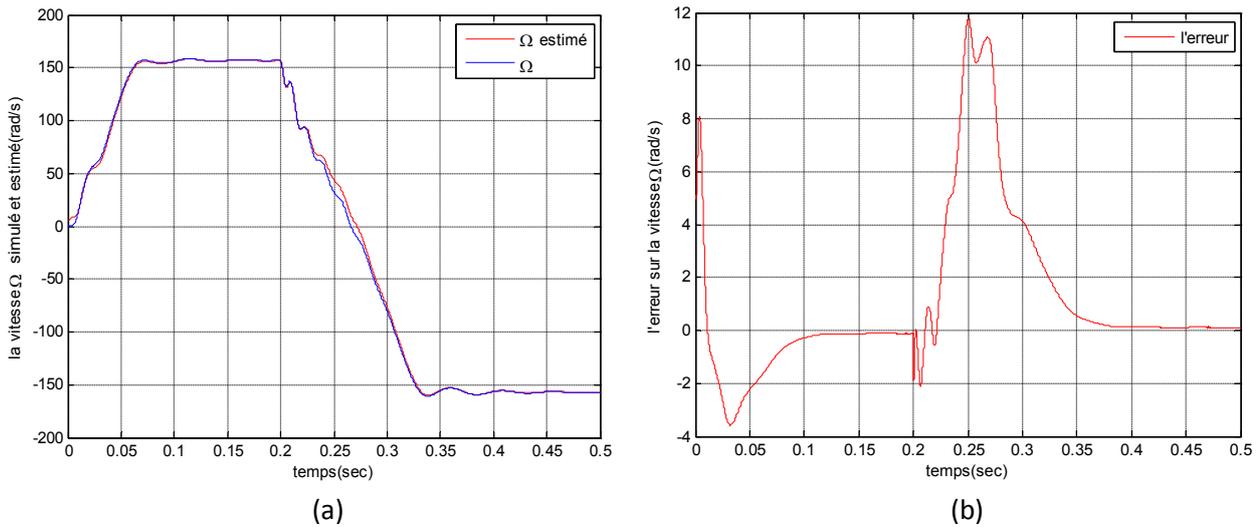


Figure 4.18 La vitesse  $\Omega$  et  $\hat{\Omega}$  et l'erreur entre elles

Au début un démarrage est simulé de la MAS, avec des tensions triphasées de fréquence égale à 50Hz et d'amplitude égale à 220V et est suivi, à l'instant  $t = 0.2s$ , d'une inversion de sens de rotation du rotor.

Les figures (4.16 a) et (4.17 a) montrent que les grandeurs estimées (courants et flux) suivent parfaitement les grandeurs mesurées, avec une erreur qui tend vers zéro comme montrer sur les figures (4.16 b) et (4.17 b). Lors de l'inversion du sens de rotation de la MAS, les courants et les flux passent par un régime transitoire.

La figure (4.18 a) montre que la vitesse estimée suit la vitesse mesurée même avec un changement total de sens de rotation. L'erreur entre la vitesse mesurée et la vitesse estimée (figure 4.18 b) tend vers zéro, au moment de l'inversion du sens de rotation, l'erreur augmente, puis revient et tend vers zéro.

Tous les résultats des simulations précédentes que se soit pour le FK ou le FKE montrent que la convergence des variables d'état estimées vers les grandeurs de la MAS est réalisée avec une erreur très petite et cela même quand les conditions initiales sont différentes.

## 4.4 Application du FK et FKE à la MAS à travers la DS1104

Dans cette partie du chapitre, on présente les résultats obtenus lors de l'implémentations du FK et FKE sur la carte DS1104 pour l'estimation, en temps réel, des différentes grandeurs électriques, magnétiques et mécanique de la MAS.

Dans les essais qui suivent les valeurs des composantes des matrices de covariance des bruits d'état et de mesure sont déterminées par la méthode essai-erreur.

La matrice des bruits d'état est pour FK et pour le FKE respectivement :

$$W = \begin{bmatrix} 0.4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.001 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.001 \end{bmatrix}; W = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.01 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 \end{bmatrix}$$

Le vecteur de covariance des bruits de mesure est :

$$v = \begin{bmatrix} 310^{-2} \\ 310^{-2} \end{bmatrix}$$

Le vecteur des conditions initiales est par hypothèse pris égale à :

$$x_0 = [0.5 \quad 0.5 \quad 0.2 \quad 0.2]^T \text{ pour le FK et pour le FKE : } x_0 = [0.5 \quad 0.5 \quad 0.2 \quad 0.2 \quad 5]^T$$

### 4.4.1 Bloc du Filtre de Kalman linéaire

Il est construit autour des blocs d'acquisition des courants, des tensions et de la vitesse. Ces grandeurs sont issues à partir des capteurs correspondants et sont discrétisées avant d'être acheminées vers le bloc de FK.

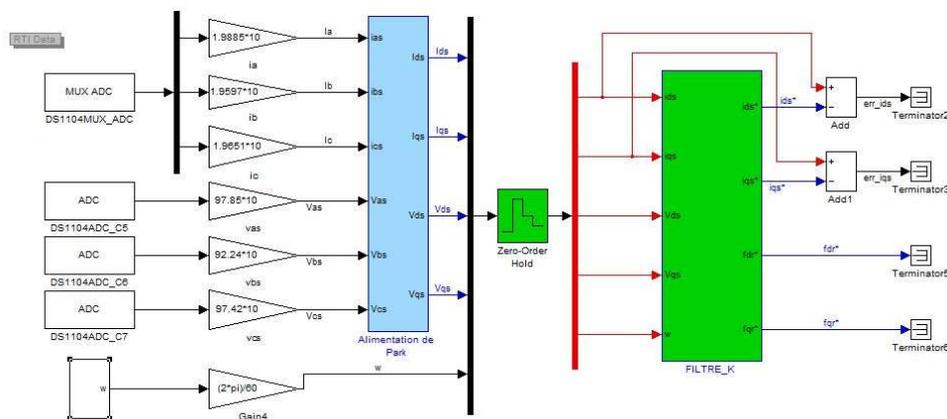


Figure 4.19 Bloc du Filtre de Kalman linéaire avec les blocs de la DS1104

## a Résultats de l'application du FK sur la MAS

Cette étape consiste à appliquer le FK à une MAS réel alimentée avec une alimentation triphasée pour l'estimation des flux rotoriques. L'acquisition des tensions d'alimentation, des courants absorbés par la MAS et la vitesse mécanique sont réalisées à l'aide d'une carte d'interface.

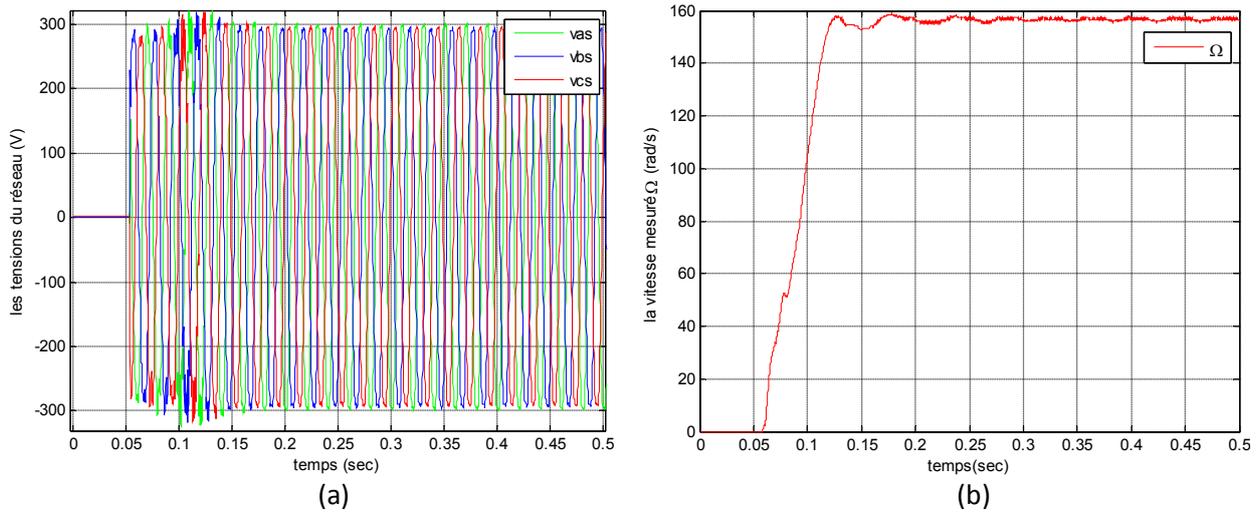


Figure 4.20 les tensions réelles et la vitesse mesurée

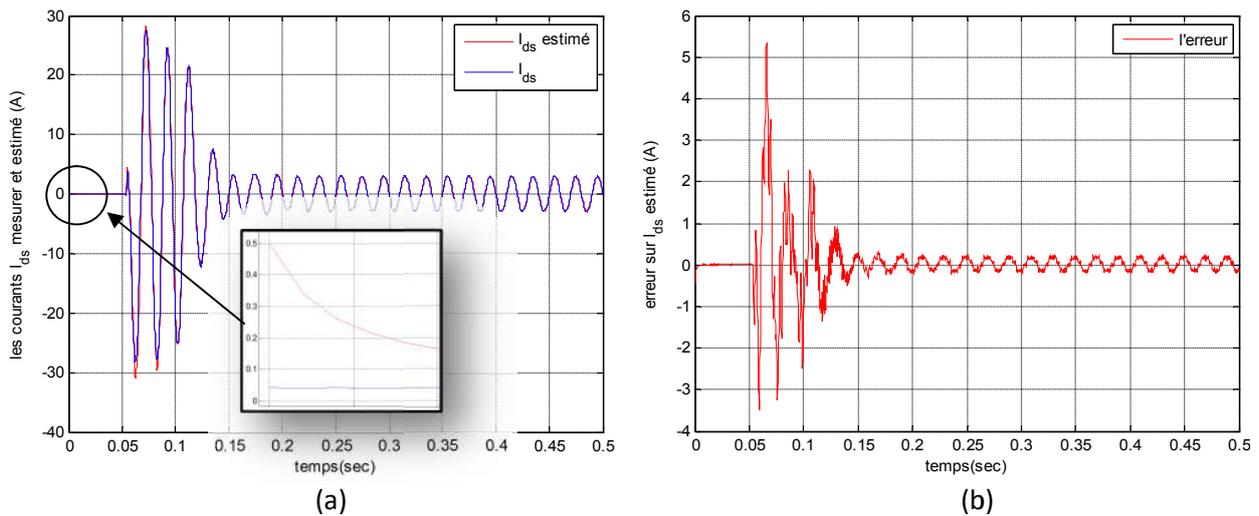


Figure 4.21 les courants  $i_{ds}$  et  $\hat{i}_{ds}$  et l'erreur entre eux

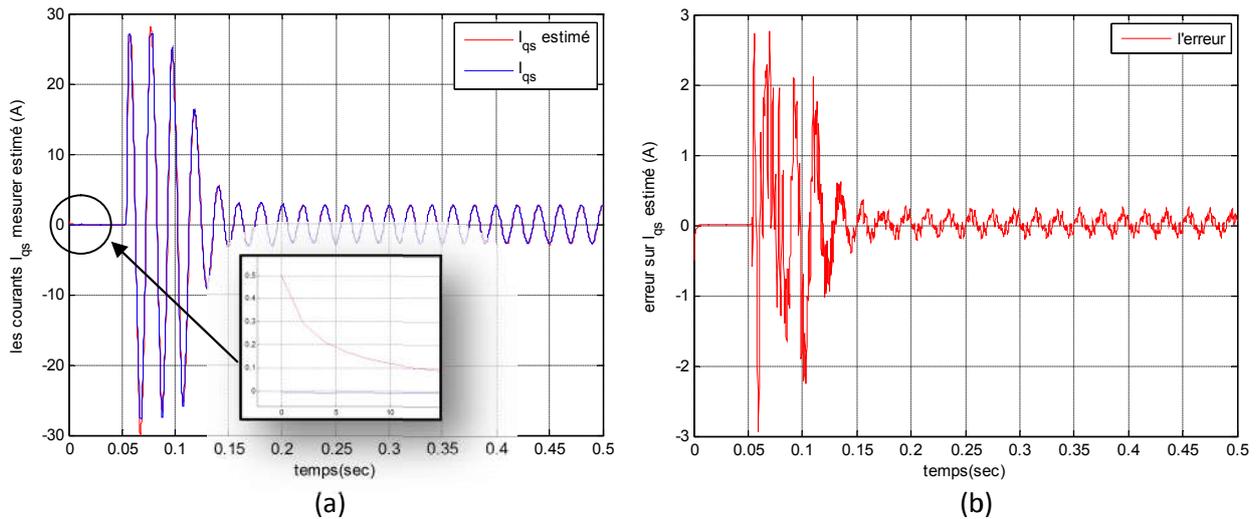


Figure 4.22 les courant  $i_{qs}$  et  $\hat{i}_{qs}$  et l'erreur entre eux

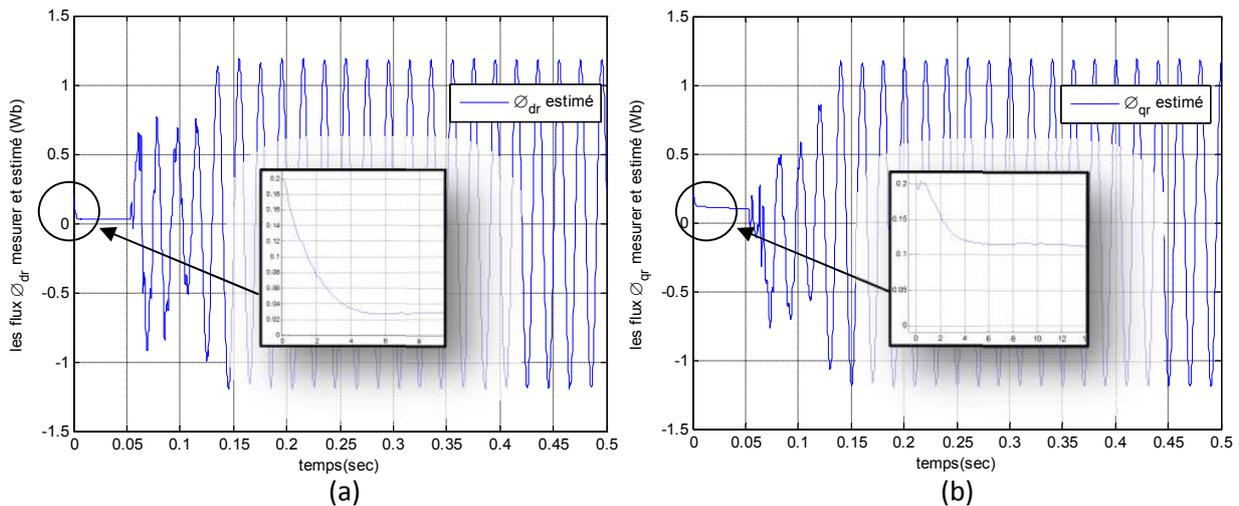


Figure 4.23 les flux  $\hat{\phi}_{dr}$  et  $\hat{\phi}_{qr}$

On démarre la MAS à l'instant  $t = 0.05 s$  en plein tension (Figure 4.20 a) avec des conditions initiales de  $x_0$  pour le FK.

La période d'échantillonnage accepté par la carte DS1104 est :  $t_e = 0.0002 s$ .

Les figures (4.21 a) et (4.22 a) décrivent la superposition entre les courants ( $i_{ds}, i_{qs}$ ) avec leurs estimés ( $\hat{i}_{ds}, \hat{i}_{qs}$ ), et les figures (4.23 a) et (4.23 b) représentent l'évolution des flux rotoriques ( $\hat{\phi}_{dr}, \hat{\phi}_{qr}$ ).

Les figures (4.21 b) et (4.22 b) représentent l'erreur entre les courants mesurés ( $i_{ds}, i_{qs}$ ) et leurs estimées ( $\hat{i}_{ds}, \hat{i}_{qs}$ ), la grande valeur de cette erreur au démarrage est due à la différence de la valeur initiale  $x_0$  prise par le filtre et celle de la MAS au début de la simulation, cette erreur tend vers zéro.

La figure Figure (4.20 b) représente l'évolution de la vitesse mécanique de la MAS au cours de l'essai en temps réel.

Les résultats précédents montre qu'après un bon choix des valeurs des bruits (bruits d'état et de mesure), la convergence du FK est assurée même avec des conditions initiales différentes entre la MAS et le filtre et l'erreur est assez bonne, cette erreur tend vers une valeur égale à  $0.2A$  (6%) pour les courants  $i_{ds}, i_{qs}$

### 4.4.2 Bloc du Filtre de Kalman étendu

On représente dans la figure 4.24 le schéma Simulink utilisé et est basé sur le bloc du FKE. Un bloc comporte la transformation de Park et un autre la discrétisation des grandeurs mesurées génèrent les signaux d'entrées du FKE.

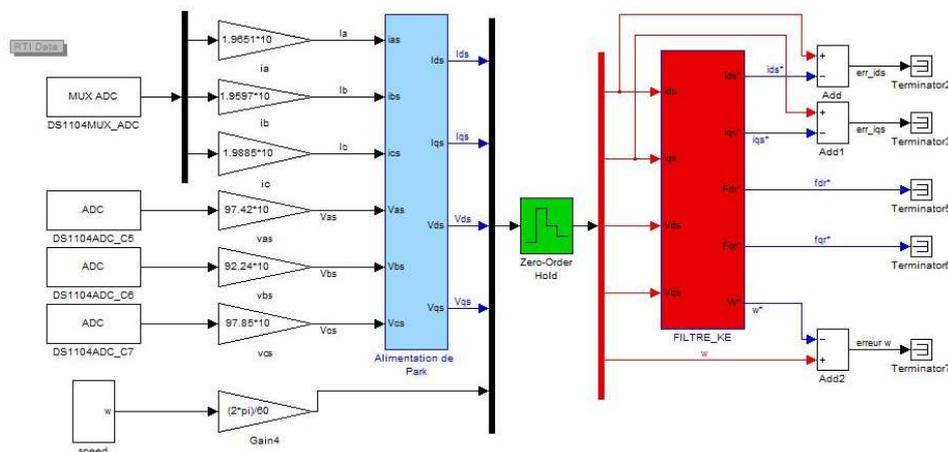


Figure 4.24 Bloc du Filtre de Kalman Etendu avec les blocs de la DS1104

### a Résultats d'application du FKE sur une MAS

Cette étape consiste à appliquer le FKE à la vitesse mécanique, à la MAS qui alimentée avec une alimentation triphasé (réseau) et cela pour l'estimation des flux rotoriques et de la vitesse rotorique. L'acquisition des tensions d'alimentation, des courants absorbés par la MAS et sa vitesse mécanique sont réalisées par la carte d'interface du DS1104.

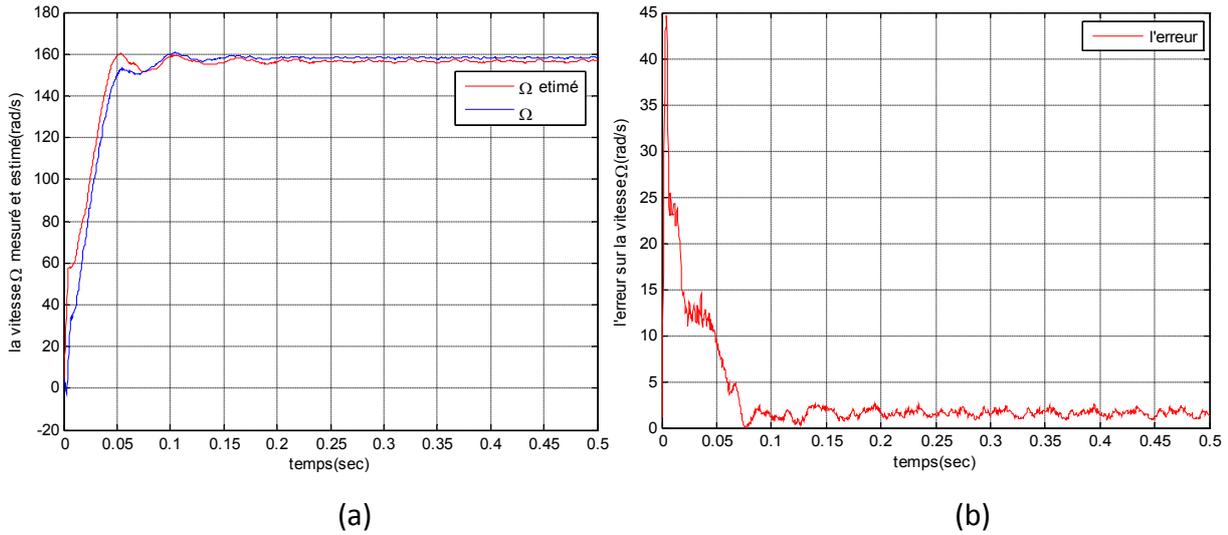


Figure 4.25 La vitesse  $\Omega$  et  $\hat{\Omega}$  et l'erreur entre elles

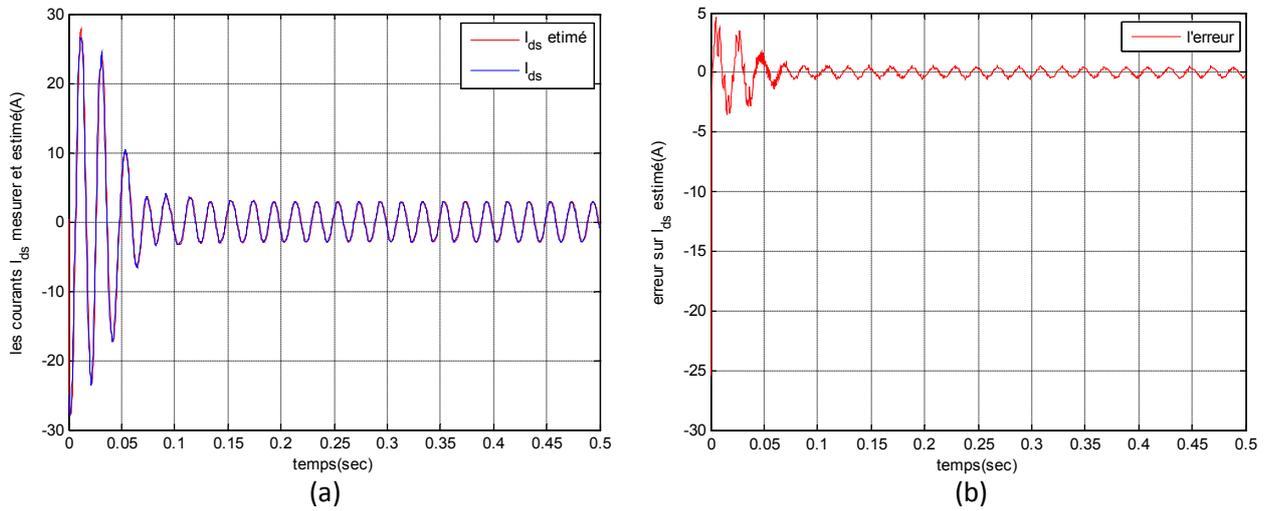


Figure 4.26 les courants  $i_{ds}$  et  $\hat{i}_{ds}$  et l'erreur entre eux

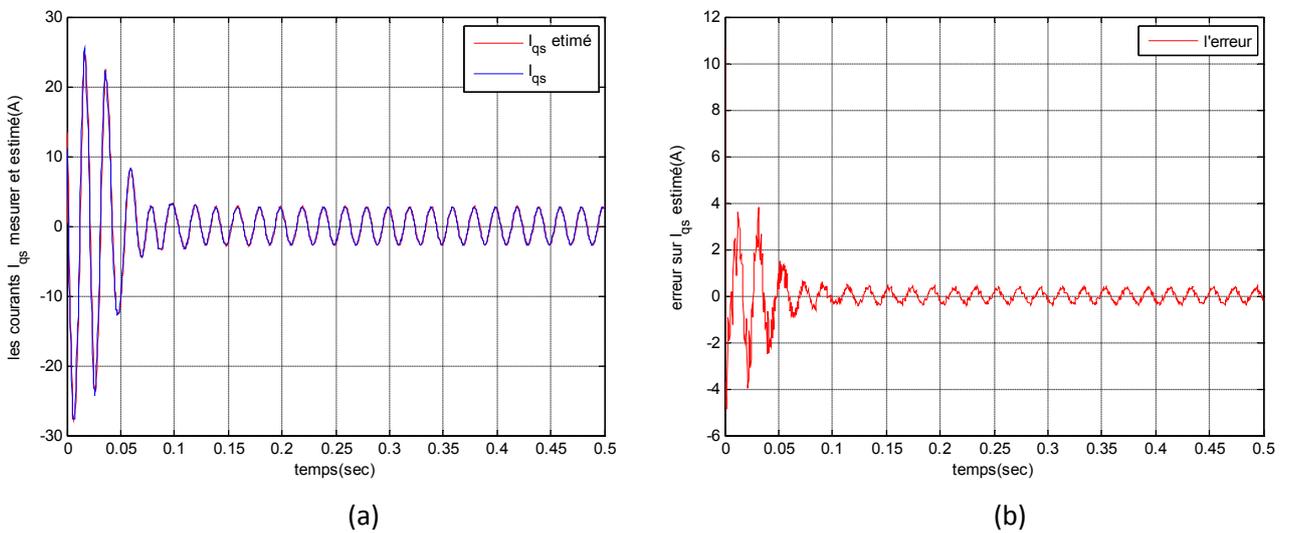
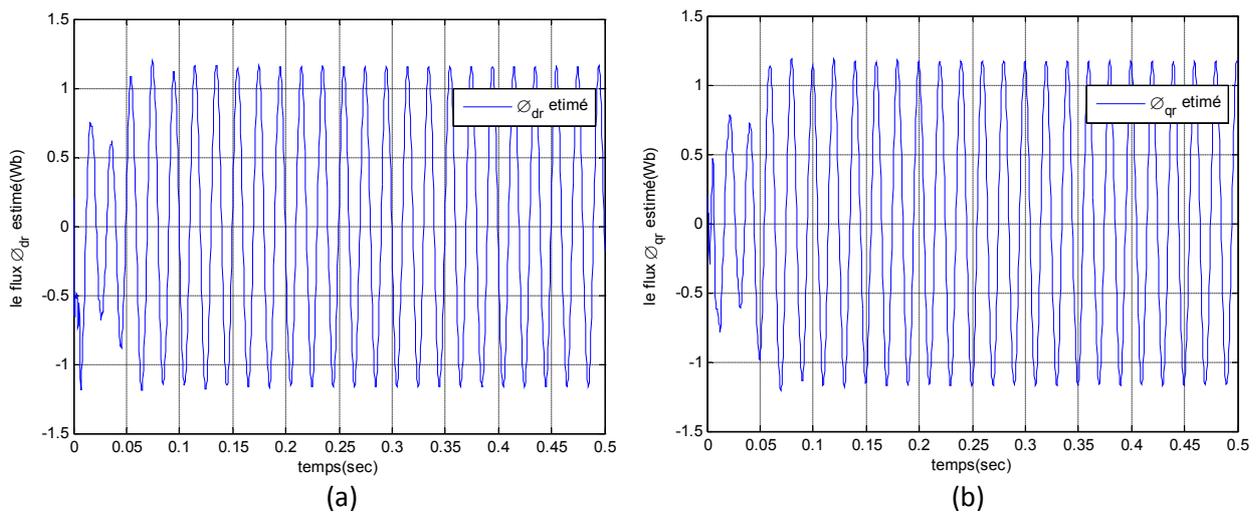


Figure 4.27 les courants  $i_{qs}$  et  $\hat{i}_{qs}$  et l'erreur entre eux

Figure 4.28 les flux  $\hat{\varphi}_{dr}$  et  $\hat{\varphi}_{qr}$ 

Remarque : L'acquisition de la vitesse mécanique de la MAS réalisée par l'encodeur nous permet de valider le résultat de l'estimation de cette grandeur par le FKE.

Le temps d'échantillonnage minimale accepté par la carte est dans ce cas pratiquement:  $t_e = 0.0004 \text{ s}$ . Le démarrage de la MAS est fait en pleine tension.

Les figures (4.26 a) et (4.27 a) décrivent la superposition entre les courants ( $i_{ds}, i_{qs}$ ) avec leurs estimés ( $\hat{i}_{ds}, \hat{i}_{qs}$ ) respectivement, et les figures (4.28 a) et (4.28 b) représentent l'évolution des flux rotoriques ( $\hat{\varphi}_{dr}, \hat{\varphi}_{qr}$ ).

Les figures (4.26 b) et (4.27 b) représentent l'erreur entre les courants mesurés et leurs estimés, la valeur de cette erreur au démarrage est due à la différence entre les conditions initiales  $x_0$  prise pour le filtre FKE et celle de la MAS au début de la simulation; cette erreur tend rapidement vers zéro.

Les figures (4.25 a) et (4.25 b) représentent la superposition entre la vitesse mécanique mesurée et estimée et l'erreur entre eux successivement au cours de l'essai en temps réel ou on peut constater une bonne convergence avec une erreur négligeable, autour de  $1.6 \text{ rad/s}$  (1%).

### 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation du filtre de Kalman linéaire et du filtre de Kalman étendu à la vitesse sur le logiciel Matlab® appliqués à la machine asynchrone triphasée, et cela pour l'estimation des courants statoriques, des flux rotoriques et de la vitesse mécanique. La convergence du filtre a été obtenue avec une erreur proche du zéro.

Les résultats de l'estimation des courants statoriques, des flux rotoriques et de la vitesse mécanique par implémentation du FK et FKE sur la carte dSPACE (DS1104) à la MAS sont très satisfaisants, avec une erreur très acceptable.

Les résultats précédents montrent la robustesse du FK et du FKE envers les bruits de mesure et d'état et envers les conditions initiales.

# Notations et abréviations

---

MAS	: Moteur Asynchrone (machine asynchrone).
DSP	: Digital signal process.
FK, FKE	: Filtre de Kalman linéaire, et Filtre de Kalman Etendu.
$s, r$	: Indices relatifs respectivement au stator et rotor.
$\sigma$	: Coefficient du dispersion de Blondel.
$\Omega$	: La vitesse de rotation mécanique.
$d, q$	: Axes quadratique.
$\omega_s, \omega_r$	: Pulsation statorique et rotorique.
$\theta$	: Angle entre le stator et le rotor.
$\theta_s, \theta_r$	: Angles stator avec l'axe $d$ et l'axe $d$ avec le rotor.
$f_v$	: Coefficient de frottement visqueux.
$P$	: Nombre de paire de pôles.
$L_s, L_r$	: Inductance de magnétisation statorique et rotorique.
$L_m$	: Inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor.
$M_s, M_r$	: Inductance mutuelle entre enroulement statorique et rotorique.
$T_s, T_r$	: Constante du temps statorique et rotorique.
$C_e$	: Couple électromagnétique.
$C_r$	: Couple résistant.
$C_n$	: Couple nominal de la MAS.
$I_n$	: Courant nominale de la MAS.
$J$	: L'inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la MAS
$t_e$	: temps d'échantillonnage.
$[V_{dqs}], [V_{dqr}]$	: Vecteur des tensions de Park statoriques et rotoriques.
$[V_{abcs}], [V_{abcr}]$	: Vecteur des tensions statoriques et rotoriques.
$[I_{abcs}], [I_{abcr}]$	: Vecteur des courants statoriques et rotoriques.: Vecteur des courants.
$[I_{dqs}], [I_{dqr}]$	: Vecteur des courants de Park statoriques et rotoriques.
$[\Phi_{abcs}], [\Phi_{abcr}]$	: Vecteur des flux statoriques et rotoriques.
$[\Phi_{dqs}], [\Phi_{dqr}]$	: Vecteur des flux de Park statoriques et rotoriques.
$[R_s], [R_r]$	: Matrice des résistances statoriques et rotoriques.
$[L_s], [L_r]$	: Matrice d'inductances statorique et rotorique.
$[M_{sr}]$	: Matrice d'inductances mutuelle.

## Notations et abréviations

---

$[P]$  : Matrice de transformation de Park.

$[P_s]$  : Matrice de transformation de Park lorsque le repère  $dq$  est lié au stator.

$[P_r]$  : Matrice de transformation de Park lorsque le repère  $dq$  est lié au rotor.

## Liste des Figures

Figure 1.1 moteur asynchrone .....	page02
Figure 1.2 Stator d'une MAS sans bobinages .....	page02
Figure 1.3 Stator d'une MAS avec bobinages .....	page02
Figure 1.4 rotor bobiné .....	page03
Figure 1.5 rotor à cage d'écureuil .....	page04
Figure 1.6 Schéma qui montre l'utilisation de la règle de la main droite .....	page05
Figure 1.7 représentation des enroulements statoriques et rotoriques .....	page06
Figure 1.8 Position des axes $dq$ par rapport aux axes de la machine .....	page09
Figure 2.1 diagramme représentatif du principe d'un observateur .....	page23
Figure 2.2 Schéma fonctionnel de l'observateur de Luenberger.....	page24
Figure 2.3 Les étapes pour un Filtre de Kalman .....	page27
Figure 2.4 Algorithme du filtre de Kalman .....	page33
Figure 2.5 Algorithme du filtre de Kalman étendu .....	page35
Figure 3.1 Schéma Block de S-Function et ces fenêtres de dialogue .....	page42
Figure 3.2 Connection entre Matlab et dSPACE .....	page42
Figure 3.3 Carte dSPACE 1104 .....	page43
Figure 3.4 Architecture interne de la carte DS1104 .....	page44
Figure 3.5 Interface de la carte dSPACE DS1104 .....	page45
Figure 3.6 Composants de base d'un encodeur incrémentale .....	page46
Figure 3.7 Les deux pistes de code d'un encodeur incrémentale .....	page46
Figure 3.8 schémas block de lecture de vitesse et position du codeur .....	page47
Figure 3-9 Fenêtre de visualisation du ControlDesk .....	page48
Figure 4.1 Bloc de la MAS dans un repère de PARK .....	page51
Figure 4.2 Bloc du Filtre de Kalman linéaire .....	page52
Figure 4.3 Bloc du Filtre de Kalman étendu .....	page52
Figure 4.4 l'alimentation triphasée et de Park (Biphasée) .....	page53
Figure 4.5 la vitesse et le couple mesurés .....	page53

## Liste des Figures

---

Figure 4.6 les courant $i_{ds}$ et $\hat{i}_{ds}$ et l'erreur entre eux .....	page54
Figure 4.7 les courants $i_{qs}$ et $\hat{i}_{qs}$ et l'erreur entre eux .....	page54
Figure 4.8 les flux $\phi_{dr}$ et $\hat{\phi}_{dr}$ et l'erreur entre eux .....	page54
Figure 4.9 les flux $\phi_{qr}$ et $\hat{\phi}_{qr}$ et l'erreur entre eux .....	page55
Figure 4.10 La vitesse $\Omega$ mesurée .....	page56
Figure 4.11 les courant $i_{ds}$ et $\hat{i}_{ds}$ et l'erreur entre eux .....	page56
Figure 4.12 les flux $\phi_{dr}$ et $\hat{\phi}_{dr}$ et l'erreur entre eux .....	page56
Figure 4.13 les courant $i_{ds}$ et $\hat{i}_{ds}$ et l'erreur entre eux .....	page57
Figure 4.14 les flux $\phi_{dr}$ et $\hat{\phi}_{dr}$ et l'erreur entre eux .....	page58
Figure 4.15 La vitesse $\Omega$ et $\hat{\Omega}$ et l'erreur entre elles .....	page58
Figure 4.16 les courant $i_{ds}$ et $\hat{i}_{ds}$ et l'erreur entre eux .....	page59
Figure 4.17 les flux $\phi_{qr}$ et $\hat{\phi}_{qr}$ et l'erreur entre eux .....	page59
Figure 4.18 La vitesse $\Omega$ et $\hat{\Omega}$ et l'erreur entre elles .....	page60
Figure 4.19 Bloc du Filtre de Kalman linéaire avec les blocs de la DS1104 .....	page61
Figure 4.20 les tensions réelles et la vitesse mesurée .....	page62
Figure 4.21 les courants $i_{ds}$ et $\hat{i}_{ds}$ et l'erreur entre eux .....	page62
Figure 4.22 les courant $i_{qs}$ et $\hat{i}_{qs}$ et l'erreur entre eux .....	page63
Figure 4.23 les flux $\hat{\phi}_{dr}$ et $\hat{\phi}_{qr}$ .....	page63
Figure 4.24 Bloc du Filtre de Kalman Etendu avec les blocs de la DS1104 .....	page64
Figure 4.25 La vitesse $\Omega$ et $\hat{\Omega}$ et l'erreur entre elles .....	page65
Figure 4.26 les courants $i_{ds}$ et $\hat{i}_{ds}$ et l'erreur entre eux .....	page65
Figure 4.27 les courants $i_{qs}$ et $\hat{i}_{qs}$ et l'erreur entre eux .....	page65
Figure 4.28 les flux $\hat{\phi}_{dr}$ et $\hat{\phi}_{qr}$ .....	page66

Les machines asynchrones, de par leur robustesse et leur rapport poids/puissance, sont largement utilisées en milieu industriel.

Pour faire l'étude de la machine asynchrone (MAS), il est indispensable de réaliser un modèle aussi précis que possible afin qu'il puisse s'approcher de la réalité. La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues.

L'élaboration d'une commande de la MAS nécessite une information sur les grandeurs à réguler qui sont les courants électriques, les flux rotoriques et la vitesse mécanique. Ces grandeurs sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux) ou pour des problèmes de coût (vitesse). La commande de la machine asynchrone sans capteurs de vitesse et de flux devient un axe de développement et de recherche industrielle fondamentale. Dans le but de réduire le coût de cette commande, notamment pour les moteurs où ces capteurs coûtent plus cher que le moteur lui-même, il serait donc plus judicieux d'éliminer ces capteurs. Dans notre travail l'estimation de ces grandeurs sera effectuée à l'aide des filtres de Kalman linéaire et filtre de Kalman étendu à la vitesse.

En effet, dans ce travail, on appliquera le filtre de Kalman linéaire et le filtre de Kalman étendu à la vitesse sur la machine asynchrone triphasée à cage pour l'estimation des courants statoriques, des flux rotoriques et de la vitesse mécanique et cela expérimentalement, à l'aide de la carte dSPACE (DS 1104).

La carte dSPACE est une plateforme logiciel/ matériel destinée à faciliter l'interfaçage de modèles Simulink aux périphériques matériels en temps réel. Avec la carte dSPACE, on peut développer le hardware-in-the-loop (HIL) et le prototypage de contrôle rapide (RCP) des expériences rapidement, profitant des fonctions de haut niveau de Matlab et Simulink.

Ce mémoire est structuré de la manière suivante :

Dans le chapitre 1, on présente la MAS avec ses différents constituants. Puis, on passera à sa modélisation dans le repère de Park.

Dans le deuxième chapitre, on va rappeler quelques notions sur l'observabilité des systèmes linéaires et non-linéaires. La synthèse des filtres de Kalman et du filtre de Kalman étendu sera effectuée sur la base du modèle de la MAS pour l'estimation des courants statoriques, des flux rotoriques et de la vitesse mécanique.

Le chapitre 3 est consacré à la mise en œuvre des filtres de Kalman sur la dSPACE (DS 1104). Nous exposerons également les outils matériels et logiciels nécessaires pour l'observation des différentes grandeurs en temps réel.

## **Introduction générale**

---

Dans le dernier chapitre, on va présenter les résultats de simulation obtenus sur logiciel Matlab, ainsi que les résultats expérimentaux après implémentation des algorithmes du FK et du FKE sur la carte dSPACE pour la MAS réelle.

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives de travail.

# Bibliographie

---

- [1] Bertrand Nogarede, Michel Lajoie-Mazenc, Bernard Trannoy, Henri Foch et Jean Faucher : principes d'électrotechnique, Dunod, Paris, 2005.
- [2] J. Chatelain : Machines électriques Tome 1, Dunod, 1984.
- [3] Rezegui Salah Eddine : commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel, thèse de magister en électrotechnique, université Mentouri de Constantine.
- [4] Jamel Ghouili Commande Sans Capteurs D'une Machine Asynchrone avec Estimation de la Vitesse par Réseaux de Neurones, thèse de doctorat Université du QUEBEC , 2005 .
- [5] Mohammed Chakib Sosse Alaoui, « commande et Observateur par Modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur », thèse de doctorat. Université Sidi Mohammed Ben Abdellah. Maroc. 2009.
- [6] Tian Yang, « Une contribution à l'observation et à l'estimation des systèmes linéaires » Thèse de doctorat. Ecole Centrale de Lille. 2010.
- [7] Malek Ghanes, « Observation et commande de la machine Asynchrone sans capteur mécanique », thèse de doctorat. Ecole Centrale de Nantes. 2005.
- [8] Bouchareb Hanane, « Observateur non linéaire mode glissant », mémoire de Magister, université Farhat-Abbas -SETIF 1-, 2013.
- [9] Sayah Abdelkader , « Commande en réseau des systèmes retardés avec observateur linéaire et simulation sur un moteur électrique 'DC ' » ,mémoire de Magister, Université d'Oran Es-Senia- , Octobre 2012.
- [10] Zedong Zheng, « Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents » , Thèse de doctorat , école: GEET , Mai 2008.

# Bibliographie

---

- [11] Hoteit Ibrahim , « Filtre de Kalman réduits et efficaces pour l'estimation de la donnée en océanographie » , Université de Joseph Fourier -Gronoble- , 2000
- [12] Smail Badir , « contribution au diagnostique de la machine asynchrone par estimation paramétrique » , thèse de doctorat , 2002.
- [13] P.Wira J.P.Urban « prédiction de trajectoire par filtrage de Kalman adaptatif à état discret multiple » , 2001.
- [14] ECE 5671/6671 – Lab 1 dSPACE DS1104 Control Workstation & Simulink Tutorial.
- [15] François Perreault, « Développement d'une interface entre une commande externe et un simulateur en temps réel », Mémoire d'ingénieur, -Montréal-, 2006.
- [16] [www.dspace.de](http://www.dspace.de)
- [17] [www.baghli.com/dpace.php](http://www.baghli.com/dpace.php)
- [18] Gabriel Buche, « commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel », mémoire d'ingénieur, Mars 2001.

## Annexe A : Les paramètres de notre MAS

Fréquence : 50Hz

Puissance nominale : 1500 Watt

Tension d'alimentation : 220/380 Volts

Nombre de paires de pôles : 2

Résistance statorique : 5.217  $\Omega$

Résistance rotorique : 3.312  $\Omega$

Inductance statorique : 331.205 mH

Inductance rotorique : 331.205 mH

Coefficient de frottement : 0.00054085 N.m.s/rad

L'inertie : 0.00968132 Kg.m<sup>2</sup>

Vitesse nominale : 1425 tr/min

Courant nominale : 3.4 A

Facteur de puissance : 0.86

## Annexe B : Fichier C dans Matlab

```
/****** définition de la S-Function *****/
#include <math.h>
#define S_FUNCTION_NAME Kalman_Filter
#define S_FUNCTION_LEVEL 2
#include "simstruc.h"
#define U(element) (*uPtrs[element])

/****** definition des parameter de S-Function*****/
#define PARAM ssGetSFcnParam(S, 0) // le vecteur paramètres de la mas
#define X0 ssGetSFcnParam(S, 1) // le vecteur des conditions initial
#define Pe0 ssGetSFcnParam(S, 2) // les valeurs de l'erreur
#define W0 ssGetSFcnParam(S, 3) // les valeurs des bruits
#define V0 ssGetSFcnParam(S, 4) // la valeur de bruit
#define TE ssGetSFcnParam(S, 5) // le temps de descritisation
```

```
//initialisation des différents des paramètres
static void mdlInitializeSizes(SimStruct *S)

//initialisation du temps d'échantillonnage
static void mdlInitializeSampleTimes(SimStruct *S)

//initialisation des conditions initiales
static void mdlInitializeConditions(SimStruct *S)

//définition des sorties du filtre
static void mdlOutputs(SimStruct *S, int_T tid)

//la partie ou ce fait les calcule des différents paramètres
static void mdlUpdate(SimStruct *S, int_T tid)
//la partie prédiction pour le Filtre de Kalman
//la partie mise à jour du Filtre de Kalman

//toujour terminer par cette structure
static void mdlTerminate(SimStruct *S)
{
    UNUSED_ARG(S); /* unused input argument */
}

#ifdef MATLAB_MEX_FILE /* Is this file being compiled as a MEX-file? */
#include "simulink.c" /* MEX-file interface mechanism */
#else
#include "cg_sfun.h" /* Code generation registration function */
#endif
```

## Annexe C : Capteurs de courant et de tension à effet Hall

Un capteur de courant (de tension) à effet Hall est un type de capteur de courant exploitant l'effet Hall pour produire une tension qui est l'image exacte (avec un facteur de proportionnalité connu) du courant (de tension) à mesurer ou à visualiser. Le capteur représenté sur la figure –a– délivre en sortie une tension  $V_H$  quasiment proportionnelle au champ magnétique et donc dépendant de l'intensité  $I$  ( ou  $V$ ).

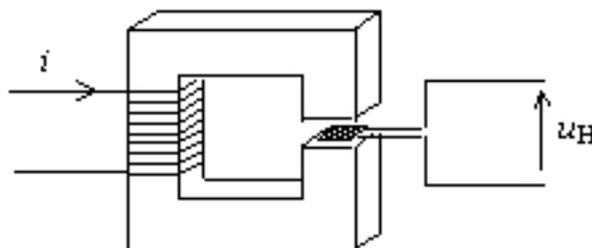


Figure –a–

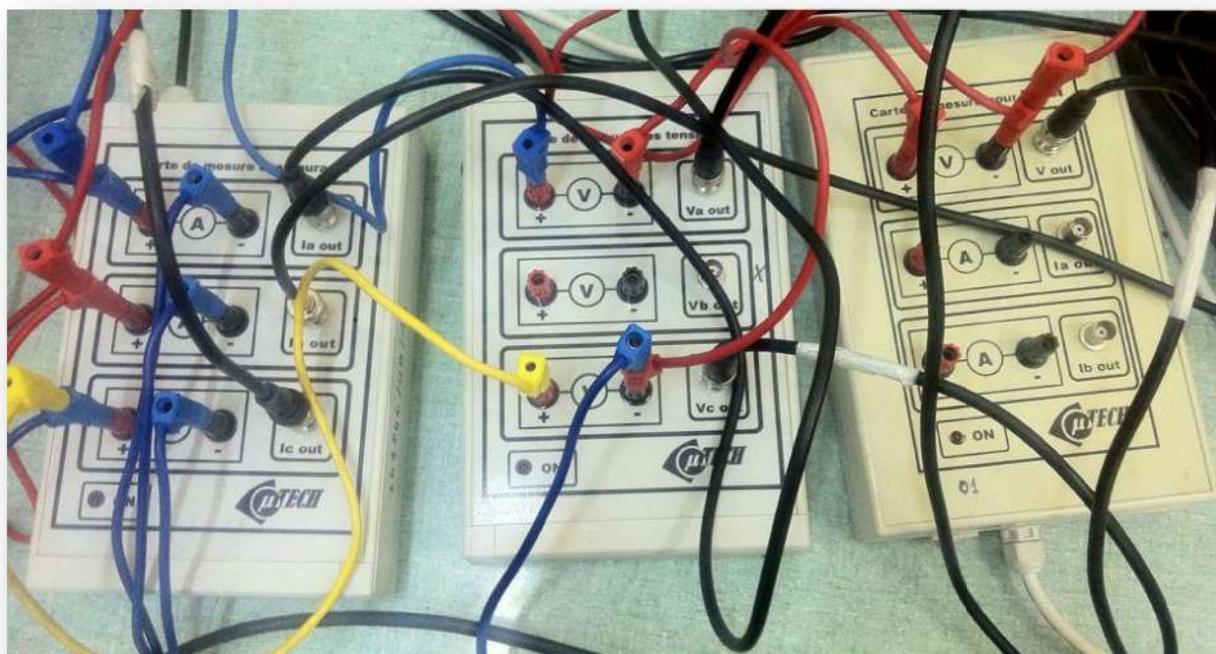


Figure – c – Les capteurs utilisés lors des essais sur la MAS