

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 البلدية

Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا

Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك

Département d'Électronique



Mémoire de Master

Filière : Automatique

Spécialité : Automatique des Systèmes

présenté par :

TOÏHIN WILLIAM GBENATO HODONOU

Pour l'obtention du diplôme de master en Automatique des Systèmes

THEME

ESTIMATION DES CONSTANTES DE TEMPS STATORIQUE ET ROTORIQUE DE LA MAS

Proposé par : El MERRAOUI Khadidja & FERDJOUNI Abdelaziz

Année Universitaire 2018-2019

Remerciements

Avant tout je remercie le bon Dieu tout puissant, pour tout ce qu'il m'a donné ; surtout : la foi et la persévérance qui m'ont permis d'accomplir ce modeste travail et de m'avoir éclairé tout au long du chemin de la réussite.

Je tiens aussi à adresser mes vifs remerciements les plus sincères à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à élaborer le présent travail en leurs témoignant ma gratitude :

Ma promotrice Madame El-MERRAOUI pour avoir proposé, suivi et dirigé ce travail mais également pour sa compréhension, sa confiance, sa disponibilité. Je le remercie aussi pour m'avoir fait profiter de son expérience et de ses orientations constructives.

Au professeur FERDJOUNI Abdelaziz, mon Co-promoteur pour sa disponibilité, pour l'intérêt qu'il porte à la science et aussi pour ses précieux conseils et encouragements qui m'ont été précieux et m'ont permis de mener à bien ce travail.

Tous les enseignants qui ont contribué à ma formation durant tout mon cursus universitaire.

Je tiens également à exprimer ma reconnaissance aux membres du jury pour l'honneur en acceptant de juger ce modeste travail.

Enfin je remercie l'ensemble des personnes qui nous ont encouragé et ont participé de près ou de loin à la réalisation de mon projet.

ملخص: يتضمن هذا العمل تقديرًا للوقت الثابت للثوابت الزمنية للجزء الثابت والدوار للجهاز غير المتزامن ثلاثي الطور (MAS). يعتمد العمل على تطبيق Filter Kalman Filter لتقدير متغيرات الحالة ومعلماتها. بادئ ذي بدء ، تم تصميم MAS على غرار نظام الإحداثيات Park المرتبط بالجزء الثابت من خلال تسليط الضوء على الثوابت الثابتة والثابتة. ثم امتد نموذج الحالة إلى ثوابت وقت الدوار والجزء الثابت. ثم يتم تطبيق خوارزمية FKE على هذه النماذج الموسعة. المحاكاة تحت Matlab / Simulink تختبر صحة الطريقة المستخدمة. يتم تنفيذ التنفيذ في الوقت الفعلي على خريطة dSPACE ، وقد مكنت الاختبارات التجريبية من مقارنة هذه النتائج بنتائج المحاكاة.

كلمات المفاتيح: محرك غير متزامن مرشح كالمان دي سبيس.

Résumé : Ce travail consiste à effectuer l'estimation, en temps réel, des constantes de temps statorique et rotorique de la machine asynchrone triphasée (MAS). Le travail est basé sur l'application du Filtre de Kalman Etendu pour l'estimation des variables d'état et de ses paramètres. En premier lieu la MAS est modélisée dans le repère de Park lié au stator en mettant en évidence les constantes statorique et rotorique. Ensuite on a étendu le modèle d'état aux constantes de temps statorique puis rotorique. l'algorithme du FKE est ensuite appliqué à ces modèles étendus. Une simulation sous Matlab/Simulink permet de tester la validité de l'approche utilisée. Une implémentation en temps réel sur une carte dSPACE est réalisée et des tests expérimentaux ont permis de comparer ces résultats avec ceux de la simulation.

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

Abstract : This work involves real-time estimation of the stator and rotor constants of the three-phase asynchronous machine (MAS). The work is based on the application of the Extended Kalman Filter for estimating state variables and its parameters. First of all, the MAS is modeled in the reference linked to the stator by highlighting the stator and rotor constants. Then the FKE algorithm is applied. Simulation under Matlab/Simulink tests the validity of the approach used. A real-time implementation on a space ma pis realized. Finally, the experimental measurements made it possible to compare the simulation and experimental results.

Keywords : Asynchronous motor ; Kalman filter ; dSPACE.

Symboles et Notations

Liste des figures

Introduction générale1

Chapitre 1

Modélisation de la MAS et Simulation

1.1 Introduction3

1.2 Généralités sur la machine asynchrone4

1.2.1 Définition4

1.2.2 Constitution de machine asynchrone.....4

a Stator.....5

b Rotor.....5

1.3 Principe de fonctionnement de la MAS.....6

1.4 Hypothèses simplificatrices.....8

1.5 Modélisation et mise en équation de la MAS dans le modèle triphasé.....9

1.5.1 Equations électriques.....9

1.5.2 Equations magnétiques.....10

1.5.3 Equations mécaniques.....11

1.6 Transformation de Park.....12

1.6.1 Application de la transformée de Park.....13

1.7 Choix du référentiel.....14

1.7.1 Référentiel (α, β)15

1.7.2 Equations dans le repère (α, β) lié au stator.....15

1.8 Forme d'état du modèle de MAS (α, β)16

1.9 Simulation de MAS alimentée directement par le réseau.....17

1.9.1 Schéma blocs de simulation de la MAS.....18

1.9.2 Résultats de simulation18

1.9.3 Interpretation des résultats.....20

1.10 Conclusion.....21

Chapitre 2

Filtre de Kalman et Simulation

2.1 Introduction	23
2.2 L'observabilité.....	24
2.2.1 Observabilité des systèmes linéaires.....	24
2.2.2 Observabilité des systèmes non linéaires.....	25
2.3 Observateurs d'état.....	27
2.3.1 Observateur des systèmes linéaires.....	28
a Observateur de Luenberger.....	28
b Estimateur de Kalman.....	29
2.3.2 Observateur des systèmes non linéaires.....	30
2.4 Le Filtre de Kalman.....	30
2.4.1 Principe du Filtre de Kalman.....	31
a Cas des systèmes continus.....	32
b Cas des systèmes discrets.....	35
2.5 Filtre de Kalman étendu.....	37
2.6 Application à la MAS.....	39
2.7 Application du Filtre de Kalman étendu à Ts et à Tr.....	41
2.8 Bloc du FKE à Ts et à Tr.....	43
2.9 Résultats de simulation et commentaires.....	44
2.9.1 Filtre de Kalman Etendu à Ts.....	44
2.9.2 Filtre de Kalman Etendu à Tr.....	48
2.10 Conclusion	

Chapitre 3

Implémentation sur la carte dSPACE DS 1104

3.1 Introduction.....	54
3.2 Implémentation du Filtre de Kalman Etendu.....	54
3.2.1 Introduction à la S-Fonction.....	55
3.2.2 Présentation de la carte dspace.....	55
3.3 Architecture interne du DS1104.....	55
3.4 Présentation du banc d'essais.....	56
3.4.1 Composantes électroniques.....	57
3.4.2 Alimentation de la machine par le réseau triphasé.....	57
3.4.3 Interface fournie par le processeur maître.....	57
3.4.4 Capteur de tension.....	58
3.4.4 Capteur de courant	58
3.5 ControlDesk.....	60
3.6 Application du FKE 0 LA MAS à travers la carte DS1104.....	60
3.7 Bloc du FKE.....	61
3.8 Résultats de simulation.....	61
3.9 Interprétation des résultats.....	67
3.9 Conclusion.....	67
Conclusion générale	
Bibliographie	
Annexe	

Chapitre 1 : Modélisation et simulation de la MAS

Figure (1.1) : Moteur asynchrone.....	4
Figure (1.2) : Stator de la machine asynchrone avec bobinage.....	5
Figure (1.3) : Rotor à cage d'écureuil.....	5
Figure (1.4) : Rotor bobiné.....	6
Figure (1.5) : Représentation de la machine triphasée dans l'espace électrique.....	6
Figure (1.6) : Schéma qui montre l'utilisation de la règle de la main droite.....	8
Figure (1.7) : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques.....	9
Figure (1.8) : Transformation triphasée – biphasée.....	12
Figure (1.9) : Schéma bloc de simulation de la MAS.....(voir annexe A)	
Figure (1.10) : L'alimentation triphasée et celle de Park.....	19
Figure (1.11) : Les courants statoriques i_{ds} et i_{qs} mesurés.....	19
Figure (1.12) : Les flux rotoriques ϕ_{dr} et ϕ_{qr} mesurés.....	20
Figure (1.13) : Le couple et la vitesse.....	20

Chapitre 2 : Filtre de Kalman et Simulation

Figure (2.1) : Diagramme représentatif du principe d'un observateur.....	27
Figure (2.2) : Schéma fonctionnel de l'observateur de Luenberger.....	28
Figure (2.3) : Principe du Filtre de Kalman.....	31
Figure (2.4) : Les étapes pour un Filtre de Kalman.....	31
Figure (2.5) : Etapes de l'algorithme du Filtre de Kalman.....	37
Figure (2.6) : Algorithme du Filtre de Kalman Etendu.....	39
Figure (2.7) : Bloc du filtre de Kalman étendu à T_s(voir annexe B)	
- Filtre de Kalman étendu à T_s	
Figure (2.8) : Les courants i_{ds} , $\widehat{i_{ds}}$ et l'erreur entre eux.....	44
Figure (2.9) : Les courants i_{qs} , $\widehat{i_{qs}}$ et l'erreur entre eux.....	45

Figure (2.10) : Les flux ϕ_{dr} , $\widehat{\phi}_{dr}$ et l'erreur entre eux.....	45
Figure (2.11) : Les flux ϕ_{qr} , $\widehat{\phi}_{qr}$ et l'erreur entre eux.....	46
Figure (2.12) : Ce et Ce reconstruit et l'erreur entre eux.....	46
Figure (2.13) : La vitesse mécanique mesurée (rad/s).....	47
Figure (2.14) : La constante statorique Ts avec son estimé et l'erreur entre elles.....	47

- **Filtre de Kalman étendu à Tr**

Figure (2.15) : Les courants ids, $\widehat{id_s}$ et l'erreur entre eux	49
Figure (2.16) : Les courants iqs, $\widehat{iq_s}$ et l'erreur entre eux.....	50
Figure (2.17) : Les flux ϕ_{dr} et $\widehat{\phi}_{dr}$ et l'erreur entre eux.....	50
Figure (2.18) : Les flux ϕ_{qr} et $\widehat{\phi}_{qr}$ et l'erreur entre eux.....	51
Figure (2.19) : Ce et Ce reconstruit, et l'erreur entre eux.....	51
Figure (2.20) : La vitesse mécanique mesurée.....	52
Figure (2.21) : La constante rotorique avec son estimée et l'erreur entre elles.....	52

Chapitre 3 : Implémentation sur la carte dSPACE DS 1104

Figure 3.1 : La carte dspace DS1104.....	55
Figure 3.2 : Architecture interne de la carte DS1104.....	56
Figure 3.3 : Banc d'essai.....	57
Figure 3.4 : Photo de la plaque signalétique de la MAS.....	57
Figure 3.5: Interface de la carte dspace DS1104.....	58
Figure 3.6 : Photo des capteurs de courants et de tensions.....	60
Figure 3.7 : Photo de la fenêtre de visualisation du ControlDesk.....	60
Figure 3.8 : Bloc du filtre de Kalman étendu avec les blocs de la DS1104.....(voir annexe)	

Figure 3.9 : Les courants triphasés et ceux de Park (Ts).....	62
Figure 3.10 : L'alimentation triphasée et celle de Park (Ts).....	62
Figure 3.11 : Les courants ids, $\widehat{id_s}$ et l'erreur entre eux (Ts).....	63
Figure 3.12 : Les courants iqs, $\widehat{iq_s}$ et l'erreur entre eux (Ts).....	63
Figure 3.13 : Les flux estimés ($\widehat{\phi_{dr}}$ et $\widehat{\phi_{qr}}$).....	63
Figure 3.14 : La vitesse mécanique de la MAS sur Ts.....	64
Figure 3.15 : La constante statorique (Ts) estimée.....	64
Figure 3.16 : La vitesse mécanique de la MAS sur Tr.....	65
Figure 3.17 : Les courants triphasés et ceux de Park sur Tr.....	65
Figure 3.18 : L'alimentation triphasée et celle de Park sur Tr.....	65
Figure 3.19 : La constante rotorique Tr estimée.....	66
Figure 3.20 : Les courants ids, $\widehat{id_s}$ et l'erreur entre eux sur Tr.....	66
Figure 3.21 : Les courants iqs, $\widehat{iq_s}$ et l'erreur entre eux sur Tr.....	66
Figure 3.22 : Les flux estimés ($\widehat{\phi_{dr}}$ et $\widehat{\phi_{qr}}$) sur Tr.....	67

Le travail mené dans ce mémoire a été consacré à l'estimation des constantes de temps statorique et rotorique, des courants statoriques, des flux rotoriques.

Nous nous sommes intéressé dans le premier chapitre à la modélisation de la MAS dans un repère fixe triphasé lié au stator et tenant compte des différentes hypothèses simplificatrices. L'élaboration d'un modèle de référence fiable et précis, représente le plus fidèlement possible le fonctionnement réel de la MAS. Ensuite nous avons présenté les résultats de simulation sous Matlab/Simulink.

Le deuxième chapitre a été dédié à l'étude des deux observateurs : Le FK et le FKE. Ensuite l'application du FKE à la MAS. Notre objectif dans cette partie est l'estimation des grandeurs électriques et magnétiques de la MAS à l'aide du FKE.

L'estimation des constantes de temps statorique et rotorique nous a conduit à étendre notre modèle de MAS à ces constantes de temps. Une discrétisation et une linéarisation du modèle de la MAS ont été ensuite effectuées. Les résultats de simulation sont très intéressants. Les grandeurs estimées des courants statoriques, flux rotoriques (dans le cas de la simulation) et les constantes de temps se superposent aux grandeurs mesurés avec une erreur très acceptable.

Le troisième chapitre a été consacré à la validation de ces modèles par simulation de l'ensemble filtre et MAS sous l'environnement Matlab/Simulink, précédé de l'implémentation sur la carte dSPACE DS1104 à travers la fonction Embedded. Cet outil permet en effet de réduire le temps de calcul lors d'un fonctionnement en temps réel du processus.

Les résultats expérimentaux intéressants obtenus en boucle ouverte nous incitent par la suite à réaliser une commande vectorielle de la MAS sans capteur mécanique.

MAS : Moteur Asynchrone (machine asynchrone).

FK, FKE : Filtre

s, r : Indices relatifs respectivement au stator et rotor. de Kalman linéaire, Filtre de Kalman Etendu.

σ : Coefficient de dispersion de Blondel.

Ω : La vitesse de rotation mécanique.

d, q : Axes quadratiques.

w_s, w_r : Pulsation statorique et rotorique.

Θ : Angle entre le stator et le rotor.

θ_s, θ_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 phase statorique et phase rotorique.

M_s, M_r : Inductance mutuelle entre enroulement statorique et rotorique.

T_s, T_r : Constante de temps statorique et rotorique.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

C_n : Couple nominal de la MAS.

I_n : Courant nominal 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.

Liste des acronymes et abréviations

$[I_{abcs}], [I_{abcr}]$: 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'inductance statorique et rotorique.

$[M_{sr}]$: Matrice d'inductance mutuelle.

$[P]$: 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 est lié au rotor.

1.1 Introduction

La machine asynchrone est très appréciée dans les milieux industriels pour sa robustesse, son couple massique important et son faible coût de revient. Elle apparaît maintenant comme l'élément de base des actionneurs électriques performants [1], [2].

La représentation du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande, et de prévoir le control nécessaire [1], [3].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone sous forme modèle d'état, en utilisant une transformation de PARK liée au stator, déterminée à partir du modèle triphasé obtenu de la MAS, ce qui nous permet d'élaborer un modèle de la machine alimentée en tension.

1.2 Généralités sur la machine asynchrone

1.2.1 Définition

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [4].

1.2.2 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants (voir la figure (1.1)):

✓ Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer

✓ Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté. Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien du différent sous-ensemble [5], [6].

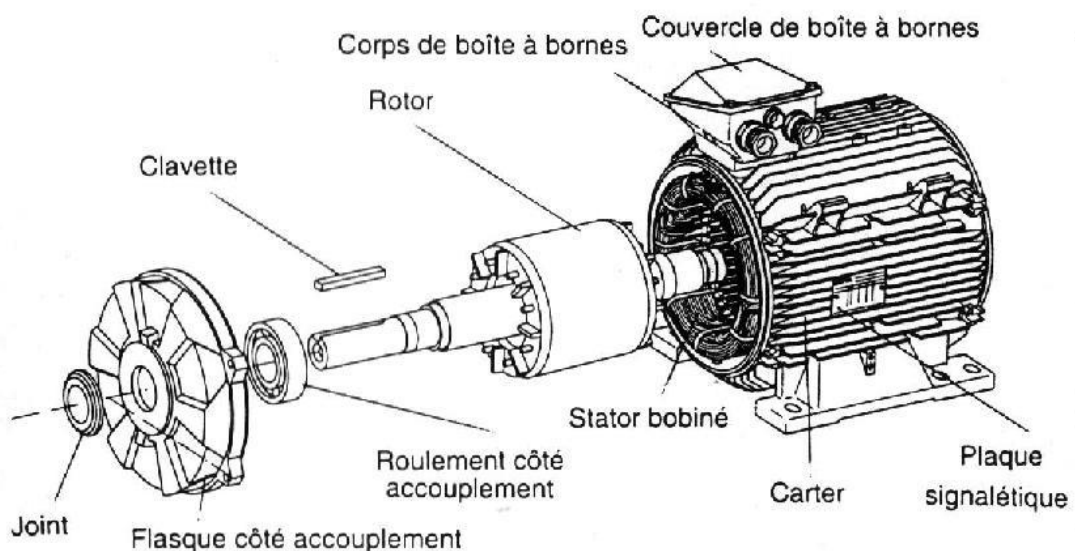


Figure 1.1 Moteur asynchrone

a Stator

Il est constitué des enroulements bobinés répartis dans les encoches du circuit magnétique, ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (voir la figure (1.2)). [5], [6].



Figure 1.2 Stator de la MAS avec bobinage

b Rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (voir la figure (1.3)). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine. Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables [5], [6].



Figure 1.3 Rotor à cage d'écureuil

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.



Figure 1.4 Rotor bobiné

1.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches relié à une source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer [7].

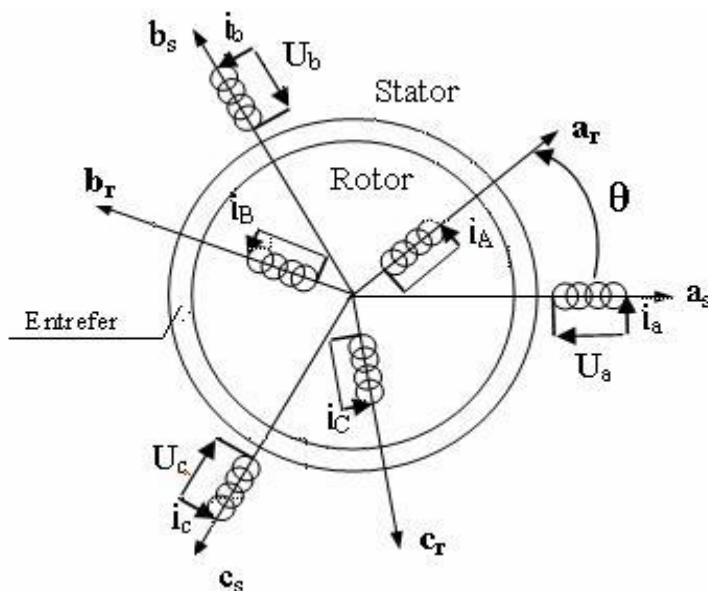


Figure 1.5 Représentation de la MAS triphasée dans l'espace électrique

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction:

✓ La machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est en court circuit.

✓ La vitesse de rotation N_S du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation [7].

$$N_S = 60 \cdot \frac{f_s}{p} \text{ (tr/min)} \quad (1.1)$$

On désigne par " p " le nombre de paires de pôles de la machine.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasés engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [7]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s , tel que:

$$\Omega_s = \frac{W_s}{p} \quad (1.2)$$

Cette vitesse ne peut être atteinte; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r , avec:

$$\Omega_r = \frac{W_r}{p} \quad (1.3)$$

Cette vitesse est inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ: la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hypo synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement « g » défini par:

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (1.4)$$

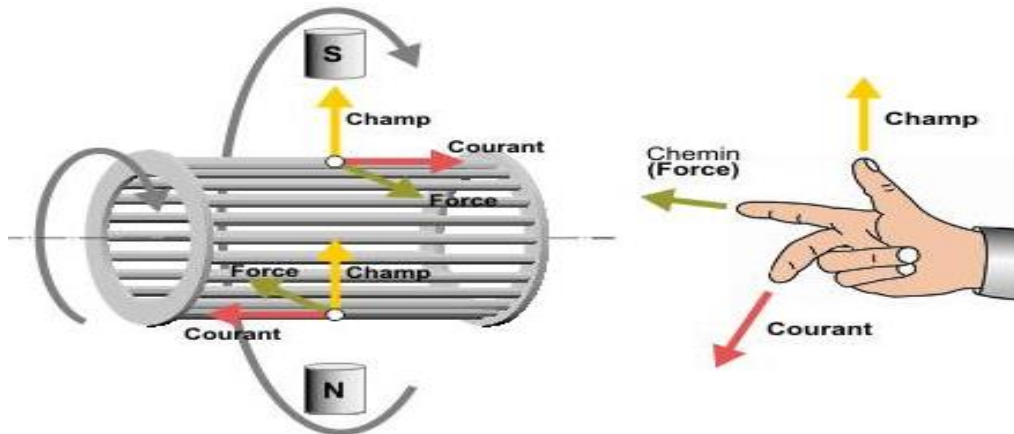


Figure 1.6 Schéma qui montre l'utilisation de la règle de la main droite

1.4 Hypothèses simplificatrices

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices [8]:

- ✓ L'entrefer constant,
- ✓ L'effet d'encoche négligé,
- ✓ Distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale,
- ✓ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- ✓ Pertes ferromagnétiques négligeables,
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Parmi les conséquences importantes des ces hypothèses on peut citer [9]:

- ✓ Les inductances propres sont constantes,
- ✓ Le flux magnétique est fonction linéaire du courant,
- ✓ L'invariance des résistances statoriques et rotoriques,
- ✓ Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

1.5) Modélisation et mise en équation de la MAS

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle de 120° ; les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écureuil ou formé de trois bobines.

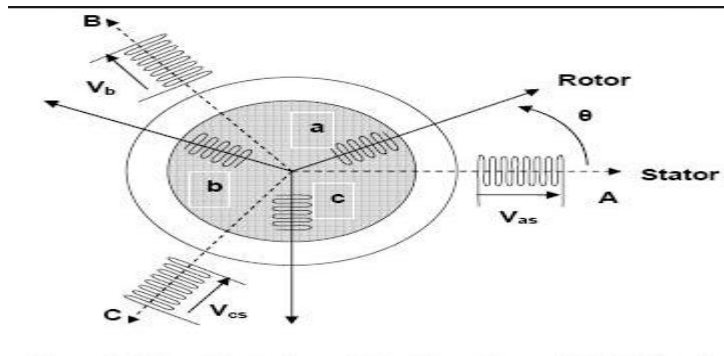


Figure 1.7 : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques

a_s, b_s, c_s : Indices des phases statoriques

a_r, b_r, c_r : Indices des phases rotoriques

θ : 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.

1.5.1 Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase de la figure (1.7), les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques sont données respectivement par (1.5) et (1.6):

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \phi_{as} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \phi_{bs} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \phi_{cs} \end{cases} \quad (1.5)$$

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt}\phi_{ar} \\ V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d}{dt}\phi_{br} \\ V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt}\phi_{cr} \end{cases} \quad (1.6)$$

Sous forme matricielle ces équations peuvent s'écrire:

$$[V_{abs}] = [R_s][i_{abs}] + \frac{d}{dt}\phi_{abs} \quad (1.7)$$

$$[V_{abr}] = [i_{abr}] + \frac{d}{dt}\phi_{abr} \quad (1.8)$$

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

R_s et R_r sont respectivement la résistance du stator et du rotor

$$[V_{abs}] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T; \quad [V_{abr}] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T \quad (1.9)$$

$$[i_{abs}] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T; \quad [i_{abr}] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T \quad (1.10)$$

1.5.2 Equations magnétiques

On peut écrire les expressions du flux des phases statoriques et rotoriques comme suit :

$$[\phi_{abcs}] = [L_{ss}][i_{abcs}] + [M_{sr}][i_{abcr}] \quad (1.11)$$

$$[\phi_{abcr}] = [L_{rr}][i_{abcr}] + [M_{rs}][i_{abcs}] \quad (1.12)$$

Avec :

$$[\phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix}; \quad [\phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}$$

$[\phi_s]$: Matrice de flux statorique

$[\phi_r]$: Matrice de flux rotorique

Les matrices des inductances rotoriques et statoriques sont données par :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

l_s, l_r : inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

m_s : inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$[M_{sr}]$: Représente la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$$[M_{sr}] = l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Avec : l_m la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

L'inductance entre le rotor et le stator est considérée identique : $[Msr] = [Mrs]^T$

1.5.3 Equations mécaniques

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). L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_v \cdot \Omega \quad (1.14)$$

Avec :

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant de charge

f_v : Coefficient de frottements visqueux.

J : Moment d'inertie du rotor.

Ω : La vitesse mécanique de la MAS

Les équations de la machine asynchrone sont données comme suit :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [i_{rABC}]) \quad (1.15)$$

$$[V_{rABC}] = [R_r] \cdot [i_{rABC}] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot [i_{rABC}] + [M_{rs}] \cdot [i_{sabc}]) \quad (1.16)$$

Cette présentation de la modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application; les matrices $[M_{rs}]$ et $[M_{sr}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique Θ et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [10].

Pour remédier à ce problème, on effectue des transformations.

1.6 Transformation de Park

La résolution des équations obtenues à partir du modèle de la figure (1.5) et qui sont données par les équations (1.5 et 1.6) est complexe, pour cela on effectue des transformations qui nous permettent de transformer les enroulements de la machine équivalents, appelée transformation de Park. Cette transformation consiste donc à transformer la représentation de la machine triphasée équilibrée, par une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes (d-q), (figure 1.8) [11].

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Avec X_{abc} 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 système est en équilibre.

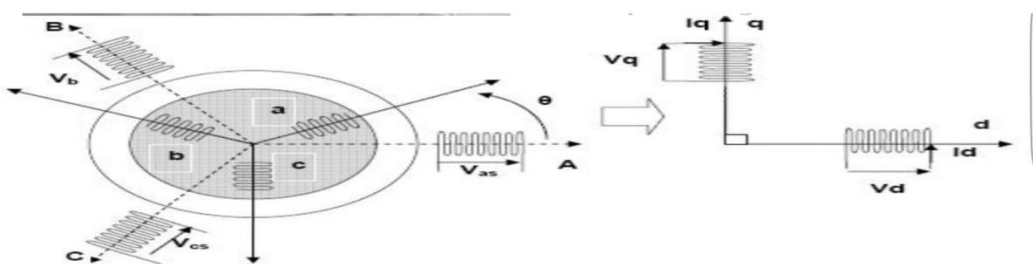


Figure 1.8 Transformation triphasée - biphasée

Où

θ : L'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A".

Le passage du système triphasé-biphasé est obtenu en introduisant la matrice de Park suivante :

$$P = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

Le coefficient ($\frac{2}{3}$), permet de conserver les amplitudes des tensions, courants, et flux.

θ : représente l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé.

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

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

On peut alors exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques comme suit :

√ Les grandeurs statoriques sont obtenues pour $\theta = \theta_s$:

$$\begin{bmatrix} X_{ds} \\ X_{qs} \\ X_{0s} \end{bmatrix} = P(\theta_s) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

√ Les grandeurs rotoriques suivantes sont obtenues pour $\theta = \theta_r$:

$$\begin{bmatrix} X_{dr} \\ X_{qr} \\ X_{0r} \end{bmatrix} = P(\theta_r) \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

1.6.1 Application de la transformation de Park

Les expressions de la machine (1.5 et 1.6) peuvent s'exprimer en utilisant la matrice de passage et cela en considérant que le système est équilibré:

- Les équations électriques

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} \\ V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - p\Omega \phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + p\Omega \phi_{dr} \end{cases} \quad (1.22)$$

- Les équations magnétiques

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (1.23)$$

Avec :

$L_s = l_s - m_s$: est l'inductance cyclique propre statorique.

$L_r = l_r - m_r$: l'inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{3}{2} l_m$: l'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor

- Equation mécaniques

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

Le couple électromagnétique C_{em} peut se mettre sous plusieurs formes :

Dans ce chapitre nous allons utiliser la formule du couple qui dépend des variables d'état adoptées :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \frac{M}{T_r} p (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (1.24)$$

Avec : p le nombre de pair de pôle.

L'équation du mouvement de la machine s'écrit alors :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_v \cdot \Omega \quad (1.25)$$

1.7 Choix du référentiel

Jusqu'à présent nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère général (dq)

Selon le repère choisi, la position des deux axes (d, q) peut être située selon :

✓ Référentiel lié au stator d'axe (α, β) lorsque ($\omega_a=0$).

✓ Référentiel lié au rotor d'axe (x, y) lorsque ($\omega_a=\omega_r$).

✓ Référentiel lié au champ tournant d'axe (d, q) lorsque ($\omega_a=\omega_s$).

1.7.1 Référentiel (α, β)

Dans cette considération, on choisit le système d'axe (α, β), c'est-à-dire le système d'axe biphasé est immobile par rapport au système d'axe triphasé, la vitesse de rotation des axes (α, β) est donc nulle ($\omega_a=0$). Ce qui permet de réduire la complexité des équations (1.22 et 1.23). Le passage du système triphasé au système biphasé est assuré soit par la matrice de Concordia soit par la matrice de Clarke. La première conserve la puissance mais pas les amplitudes, et la seconde l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance, ni le couple (on doit multiplier par un coefficient 2/3).

Dans notre travail nous allons considérer la transformation de Clarke (1.26).

$$[C_{32}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

L'application de la transformation de Clarke aux courants, aux tensions et aux flux de la machine des grandeurs statoriques et rotoriques permet d'écrire :

$$[X_{abc}] = C_{32} [X_{\alpha\beta}]$$

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

1.7.2 Equations dans le repère (α, β) 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'est-à-dire en prenant ($\theta_s=0$). La transformation directe se fait alors comme suit :

$$[P_s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

$$[P_r] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

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

La transformée inverse est :

$$[P_s]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

1.8 Forme d'état du modèle de la MAS (α, β)

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires. Pour trouver le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, dans un repère (d, q) lié au stator, nous choisissons comme variables d'états les flux et les courants des phases statoriques et rotoriques.

A partir de l'équation (1.21), on a :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_{rr}} \phi_{dr} - \frac{M_{sr}}{L_{rr}} i_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{L_{rr}} \phi_{qr} - \frac{M_{sr}}{L_{rr}} i_{qs} \end{cases} \quad (1.28)$$

Remplaçons les courants rotoriques (1.28) dans les équations (1.23), on a :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = \left(L_{ss} - \frac{M_{sr}^2}{L_{rr}} \right) i_{ds} + \frac{M_{sr}^2}{L_{rr}} \phi_{dr} \\ \phi_{qs} = \left(L_{ss} - \frac{M_{sr}^2}{L_{rr}} \right) i_{qs} + \frac{M_{sr}^2}{L_{rr}} \phi_{qr} \end{cases} \quad (1.29)$$

En reportant ces dernières relations dans (1.22), on obtient le système d'équations d'états suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{ds} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr} T_r} \right) \phi_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \right) p\Omega \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_{ss}} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{qs} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \right) p\Omega \phi_{qr} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr} T_r} \right) \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_{ss}} V_{qs} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} - p\Omega \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{qs} + p\Omega \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \end{array} \right. \quad (1.30)$$

Avec :

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_{ss}L_{rr}}$: Le coefficient de dispersion de Blondel.

T_s : La constante de temps statorique.

T_r : La constante de temps rotorique.

En identifiant le système (1.29) à la forme, $\left\{ \frac{dX}{dt} = AX + BU \right.$

X : Le 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.

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

1.9 Simulation de la MAS alimentée directement par le réseau

La figure (1.9) présente le schéma bloc de simulation à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB de la MAS alimentée directement par le réseau triphasé (220v/380v, 50HZ).

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

Nous avons effectué deux tests différents : Le premier concerne le démarrage à vide de la machine, et le deuxième l'application d'une charge nominale à l'instant $t = 0.25s$.

1.9.1 Schéma bloc de simulation de la MAS

En se basant sur l'étude théorique de la MAS présenté ci-dessus, la figure 1.9 présente le bloc Simulink de la MAS dans un repère de Park lié au stator (Voir figure en annexe). L'alimentation triphasée de la MAS est décrite par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_a = 220\sqrt{2} \sin(2\pi ft) \\ v_b = 220\sqrt{2} \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ v_c = 220\sqrt{2} \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.30)$$

Avec $f = 50Hz$

La simulation d'un démarrage à vide sous une tension sinusoïdale suivi de l'application du couple résistant ($C_r = 3.8 Nm$) à l'instant $t = 0.3 s$. Lors de l'application de cette charge, nous remarquons que la machine répond à cette perturbation, par une diminution de la vitesse, le couple électromagnétique augmente et prend la valeur du couple de charge (3.8 Nm).

1.9.2 Résultats de simulation

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

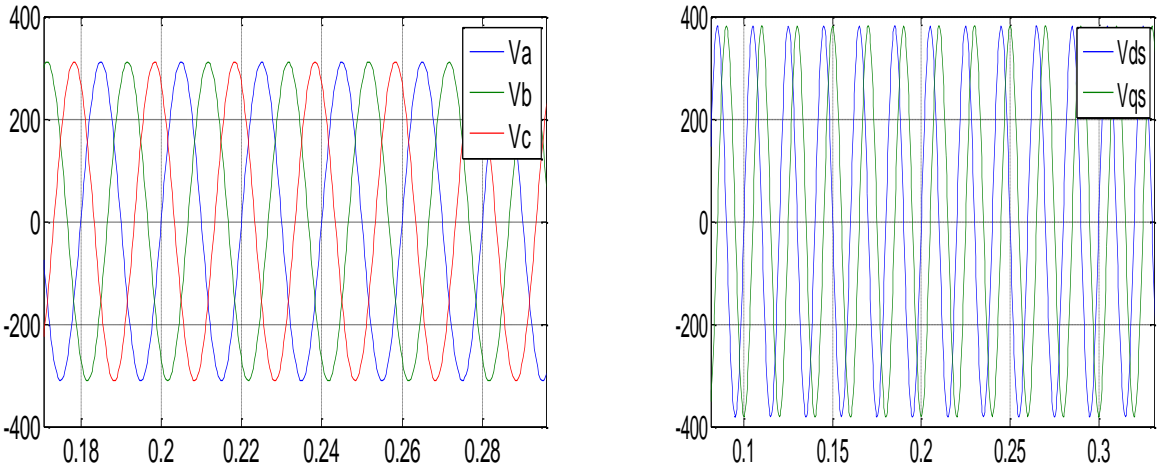


Figure 1.10 L'alimentation triphasée et celle de Park

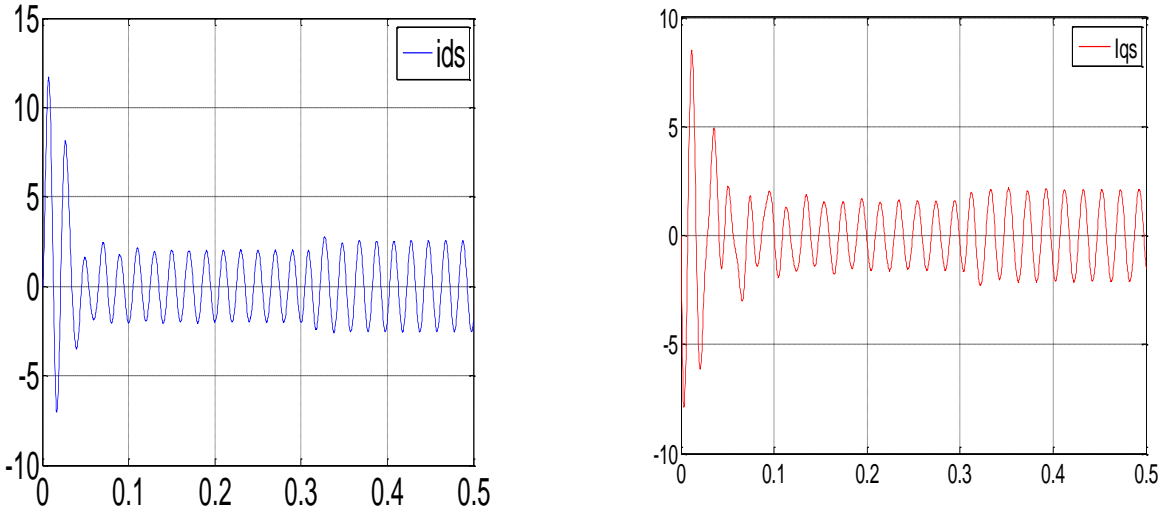


Figure 1.11 Les courants statorique i_{ds} et i_{qs} mesurés

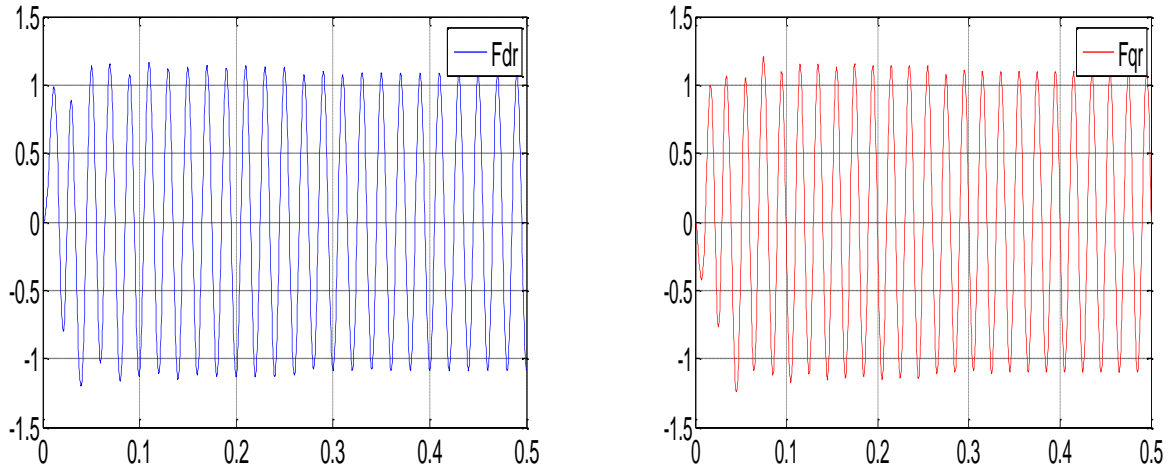


Figure 1.12 Les flux rotoriques ϕ_{dr} et ϕ_{qr} mesurés

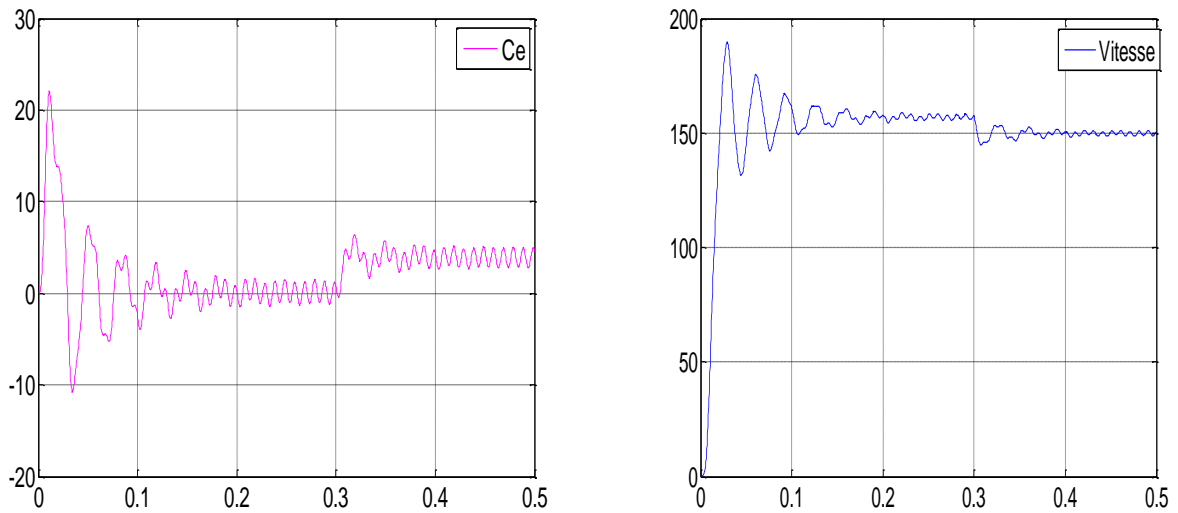


Figure 1.13 Le couple et la vitesse

1.9.3 Interprétation des résultats

De l'analyse des figures (1.10), on déduit que le système triphasé et le système biphasé sont équilibrés. Le déphasage de 120° est respecté entre alimentation, de même les amplitudes sont respectées.

Pour l'évolution des courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}) en fonction du temps (figure 1.11), on reconnaît le classique appel de courant au démarrage qui est égal à 5 fois environ le courant nominal. Vu qu'il est de courte durée, la machine pourrait le supporter sans risquer un échauffement dangereux. Cette valeur de courant due au régime transitoire disparaît au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante. A $t = 0.3 \text{ s}$, on constate que le courant statorique augmente à nouveau à cause de l'augmentation de la charge.

De l'analyse de la figure (1.12), pour l'évolution des flux rotoriques, on remarque une bonne convergence des flux avec l'amplitude de 1.5 Wb maximum. Par ailleurs lorsque nous appliquons le couple de charge à $t = 0.3 \text{ s}$, nous remarquons une légère diminution de l'amplitude des flux.

Pour l'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps (figure 1.13), aux premiers instants de démarrage, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire à cause du moment d'inertie. Il atteint la valeur de **20 Nm**, puis tend vers le régime de fonctionnement à vide. A $t = 0.3 \text{ s}$, on constate une légère augmentation du couple avant de se stabiliser à la valeur du couple de charge (3.8 Nm). Par ailleurs l'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire, ensuite la vitesse se stabilise à la valeur nominale (150rad/s). En appliquant une charge à $t = 0.5 \text{ s}$, on constate une légère diminution de vitesse.

Enfin les résultats de simulation montrent bien le comportement électrique et magnétique de la MAS lors du démarrage.

1.10 Conclusion

La modélisation dans l'espace d'état des machines électriques est nécessaire pour pouvoir appliquer les techniques modernes d'observation non linéaire et de commande, essentiellement la commande sans capteurs ou plus exactement la commande utilisant un minimum de capteurs dans un objectif d'augmenter la robustesse et la fiabilité des systèmes utilisant la MAS. Vu que le modèle triphasé est fortement non linéaire, La transformation de Park ainsi qu'un nombre d'hypothèses simplificatrices sont introduites pour simplifier le modèle de la machine, et pour pouvoir bien analyser ses comportements.

Chapitre 1 Modélisation et Simulation de la MAS

Les résultats de simulation montrent bien le comportement électrique et magnétique de la MAS.

Le modèle de la MAS obtenu sera utilisé par la suite dans le développement du Filtre de Kalman Etendu.

2.1 Introduction

La simple conception de la machine asynchrone s'accompagne toutefois d'une grande complexité du modèle physique. Cette complexité est liée principalement aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor et la non accessibilité de certaines grandeurs d'état essentielles pour l'élaboration de la commande de la machine. Les raisons évoquées peuvent être techniques (absence de capteurs ou placement impossible) ou économiques (coût très élevé des capteurs).

Le problème posé ici est donc de déterminer, à partir des grandeurs déjà mesurées, telles que les courants, les tensions du stator et la vitesse mécanique, les grandeurs non mesurables telles que les flux rotoriques, les constantes de temps statorique et rotorique, et le couple. L'utilisation des informations sur l'ensemble des grandeurs d'état de la machine devrait améliorer l'efficacité des procédures de commande et de surveillance.

Les techniques d'estimation ou d'observation des variables d'états, sont des outils qui ont été développés dans cet objectif pour fournir (reconstruire) les variables d'état non mesurables par l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équations d'état définie dans le repère de Park ou dans le repère de Clarke. On dit alors que l'observateur d'état permet de reconstituer ou d'estimer en temps réel l'état courant d'un système. Ceci est très important, voire indispensable pour plusieurs applications telles que [12] :

- La commande des systèmes qui nécessite obligatoirement la connaissance de l'état interne du système considéré (commande par retour d'état).
- La surveillance des systèmes, qui nécessite une redondance d'information sur les écarts entre le comportement de l'observateur et celui du système, plus particulièrement, les propriétés statistiques de l'erreur d'estimation.

2.2 L'observabilité

Toute utilisation d'un système dans une chaîne de commande ou de surveillance nécessite d'abord l'étude des possibilités de mesure qu'on peut effectuer sur le système réel, comme

les variables d'états à mesurer afin d'élaborer la commande. Les possibilités de mesure sur le système réel constituent les conditions d'observabilité.

2.2.1 Observabilité des systèmes linéaires

- Considérons le système linéaire suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{X}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t) \\ \mathbf{Y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{X}(t) \end{cases} \quad (2.1)$$

La première équation est l'équation d'état et la deuxième est l'équation d'observation. $\mathbf{U}(t)$ et $\mathbf{Y}(t)$ sont respectivement les mesures d'entrées (commande) et de sortie du système à l'instant t . $\mathbf{X}(t)$ est l'état du système à l'instant t . Les matrices \mathbf{A} , \mathbf{B} et \mathbf{C} sont respectivement, la matrice d'évolution, de commande et d'observation du système. Elles sont de dimensions appropriées :

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

$\mathbf{U}(t) \in R^m$: vecteur représentant les m commandes.

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

On établit une équation matricielle suivante dite d'observabilité du système :

$$OB = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Par définition, le système est dit observable si le rang de la matrice d'observabilité est égal à $\ll n \gg$, c'est-à-dire l'ordre du système [12].

2.2.2 Observabilité des systèmes non linéaires

Les systèmes physiques, dans leur état naturel ont un comportement non linéaire. Pour cela il est préférable de les représenter par des modèles non linéaires de façon à se rapprocher le plus de leur comportement naturel. Les processus physiques sont très souvent représentés par des modèles non linéaires décrits sous la forme suivante :

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

Avec $X(t) \in R^n$ qui représente le vecteur d'état, $U(t) \in R^n$, le vecteur de commande ou d'entrée, supposé localement borné et mesurable, $Y(t) \in R^p$ dénote le vecteur de sortie.

Les fonctions f et h sont des fonctions vectorielles supposées continues et continuellement dérivables.

L'observabilité du système non linéaire (2.3) est caractérisé par le fait qu'à partir des mesures sur l'entrée et la sortie, il faut-être capable de discerner les différents états initiaux que peut prendre le système. L'observabilité est donc définie à partir de la notion d'indiscernabilité dont voici la définition [12]:

Définition 1 : Deux états initiaux $X(t_0) = X_1$ et $X(t_1) = X_2$ du système non linéaire (2.3) sont dits indiscernables sur l'intervalle $[t_0, t_1]$ si, pour toute entrée $U(t)$, leur sorties respectives $Y_1(t)$ et $Y_2(t)$ sont identiques sur cet intervalle.

Cette notion d'indiscernabilité de deux états initiaux nous permet de donner une deuxième définition de l'observabilité d'un système.

Définition 2 : Le système (2.3) est dit observable s'il n'existe pas de couple d'états initiaux distincts $X(t_0) = X_1$ et $X(t_1) = X_2$ indiscernables [13].

Remarquons que l'observabilité dépend souvent de l'entrée, puisque certaines entrées ne permettent pas de discerner tout couple d'états initiaux distincts, c'est le cas de l'exemple suivant (2.4). Considérons le système décrit comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dX(t)}{dt} = UX \\ Y(t) = X \end{cases} \quad (2.4)$$

Ce système (2.4) est observable pour toute entrée constante différente de l'entrée nulle.

Donc on ne peut pas construire un observateur qui fonctionne avec ou au voisinage de l'entrée nulle. La conception d'un observateur nécessite sans doute un regard sur les entrées du système.

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. Lorsque le système est dépourvu d'entrées singulières, il est appelé système uniformément observable [12].

Définition 3 : Un système dont toutes les entrées sont universelles est dit uniformément observable, donc observable pour toute entrée U [14].

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.

Définition 4 : L'espace d'observabilité O , est défini par le plus petit espace vectoriel contenant les sorties h_1, h_2, \dots, h_p , qui soit fermé sous l'opération de la dérivation de Lie par rapport au champ de vecteur f , u étant fixe.

Définition 5 : Le système non linéaire est satisfaisant la condition de rang d'observabilité en x_0 si $\dim dO(x_0) = n$. Il satisfait la condition de rang d'observabilité en x si, pour tout $x \in R^n$ $\dim dO(x) = n$.

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

$$\dim dO(x) = n.$$

Avec d 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 ϕ est une fonction différentielle sur M , la dérivée de Lie de ϕ par rapport à f_u est notée par $L_{f_u}(\phi)$.

Avec :

$$L_{f_u}(\phi) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial \phi}{\partial x_i} \dot{x}_i \quad (2.5)$$

Le système (2.3) est génériquement observable si et seulement si $\dim(O) = n$

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

L_f étant l'opération de dérivé de Lie.

Cela implique que tout 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 celui de la Jacobéenne :

$$\frac{\partial(y, \dots, y^{n-1})}{\partial(x_1, \dots, x_n)} \tag{2.6}$$

Soit de rang plein [14].

2.3 Observateur d'état

Il est souvent impossible de mesurer toutes les composantes du vecteur d'état $X(t)$, pour des raisons technologiques ou pour des raisons économiques. Un observateur d'état est un système dynamique capable de reconstruire 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.

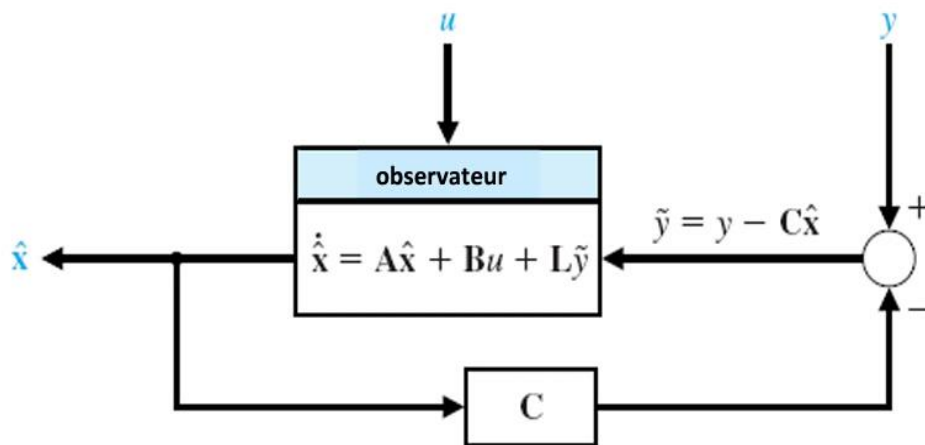


Figure 2.1 : Diagramme représentatif du principe d'un observateur

L'observation se déroule en deux phases : L'estimation et la correction.

La première se fait par calcul des grandeurs d'états à l'aide d'un modèle du système :

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = A\hat{X}(t) + BU(t) \tag{2.7}$$

La correction est calculée suivant l'équation :

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = A\hat{X}(t) + BU(t) + K(t)(Y(t) - \hat{Y}(t)) \tag{2.8}$$

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 [15].

2.3.1 Observateur des systèmes linéaires

Dans le cas déterministe où les erreurs de mesures ou de perturbations sont négligeables, l'estimateur de Luenberger permettra de résoudre le problème de l'estimation de l'état d'un système, et par Kalman dans le cas stochastique.

a Observateur de Luenberger

L'observateur ou estimateur de Luenberger, permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des sorties et des entrées. Il est très utilisé dans la commande des systèmes par retour d'état lorsque tout ou partie du vecteur d'état ne peut être mesurée. Sa théorie repose sur les techniques de placement de pôles [14]. Dans cette condition nous avons le modèle dynamique de système linéaire (2.1) où $t \geq 0$.

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

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = (A - LC) \hat{X}(t) + BU(t) \quad (2.9)$$

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

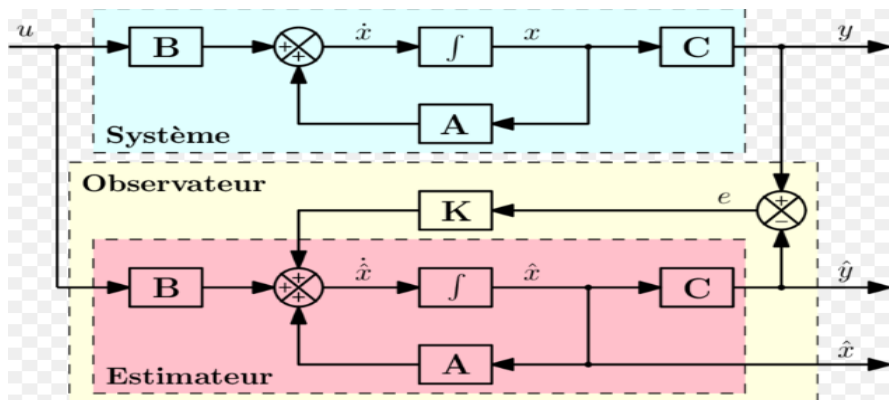


Figure 2.2 Schéma fonctionnel de l'observateur de Luenberger

La structure de l'observateur suit en général celle du système à observer à laquelle on ajoute un terme de correction qui est proportionnel à l'erreur d'estimation. Ceci s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}}(t) = M \hat{X}(t) + BU(t) + LY(t) \\ \hat{Y}(t) = CX(t) \end{cases} \quad (2.10)$$

Il s'agit de déterminer les matrices M et L de telle manière que l'écart défini par l'erreur d'estimation $e(t) = X(t) - \hat{X}(t)$ s'annule ou du moins tend vers zéro.

La différence entre les équations du système (2.10) donne :

$$\dot{e}(t) = A X(t) - M \hat{X}(t) - LY(t) = (A - LC) X(t) - M \hat{X}(t) \quad (2.11)$$

Un choix de la matrice M telle que $M = A - LC$, donne pour l'erreur d'estimation :

$$\dot{e}(t) = (A - LC) e(t) \quad (2.12)$$

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 Estimateur de Kalman

Considérons le système dynamique dans un cadre déterministe suivant, où $w(t)$ et $v(t)$ sont deux bruits blancs d'états du système et de mesure des capteurs.

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = A X(t) + B U(t) + G w(t) \\ Y(t) = C X(t) + v(t) \end{cases} \quad (2.13)$$

La théorie de l'observation de Kalman nécessite, la résolution d'une équation de Riccati [15]. Elle propose la structure de l'observateur suivante :

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = A \hat{X}(t) + B U(t) + K(t) (Y(t) - C \hat{X}(t)) \quad (2.14)$$

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

$$K(t) = P(t) C^T V^{-1} \quad (2.15)$$

Avec P(t), la solution de l'équation de Riccati :

$$\dot{P}(t) = A P(t) + P(t)A^T + K V K + M W M^T \quad (2.16)$$

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 [15].

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 des algorithmes non linéaires spécifiques, les nombreuses recherches menées sur ce sujet ont donné naissance à de nombreux algorithmes d'observation [15].

Nous présentons 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 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
- Observateurs de Luenberger généralisés (OLG) : Une nouvelle conception qui consiste à ajouter à l'observateur de Luenberger un deuxième gain à l'intérieur de la partie non linéaire du système.
- Observateurs par mode glissant [15].

Dans tout ce qui suit, on prendra en compte le Filtre de Kalman.

2.4 Le Filtre de Kalman

Pour reconstruire l'état d'un système à partir des signaux d'entrée et de mesures, on utilise le filtre de Kalman avec l'aide de son modèle dynamique échantillonné. Ce filtre travaille dans un environnement stochastique, autrement dit un environnement où les erreurs de mesures ou de perturbations influencent le fonctionnement dynamique de la machine. Il représente

le cas général du problème de l'estimation de l'état d'un système. C'est un observateur performant.

De plus, si les bruits peuvent être considérés comme bruits 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 [16]

2.4.1 Principe du filtre de Kalman

On distingue deux étapes d'une manière répétitive, après un passage par l'initialisation, pour le fonctionnement du Filtre de Kalman :

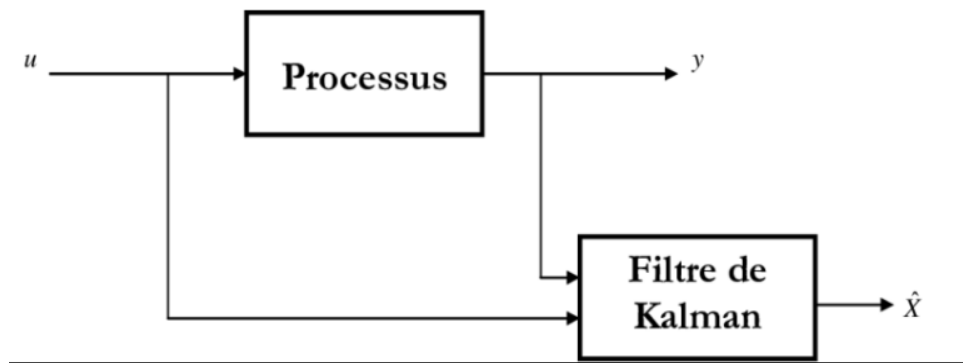


Figure 2.3 Principe du filtre de Kalman

- 1 L'étape de prédiction des variables d'état du système.
- 2 L'étape de mise à jour de l'estimation (correction)

Soit (la figure 2.4) [17]

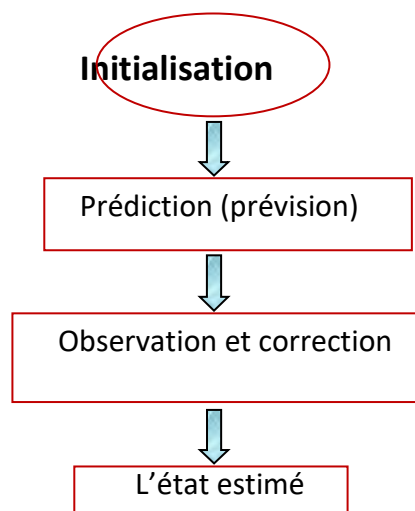


Figure 2.4 Les étapes pour un Filtre de Kalman

a Cas des systèmes continus

Considérons le modèle continu et stochastique représenté par le système d'équations d'état et de mesure suivant :

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = A X(t) + B U(t) + M w(t) \\ Y(t) = C X(t) + v(t) \end{cases} \quad (2.17)$$

$w(t)$ et $v(t)$ sont deux bruits blancs.

On suppose les hypothèses suivantes :

Hypothèse 1 : La paire (A, C) est détectable (c'est-à dire qu'il n'y a pas de mode instable et inobservable dans le système (2.17)).

Hypothèse 2 : Les signaux $w(t)$ et $v(t)$ sont de bruits blancs gaussiens centrés de densité spectrale de puissance (DSP) W et V respectivement, on a :

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

Cette dernière relation traduit l'impédance stochastique des bruits $w(t)$ et $v(t)$. Cette hypothèse est introduite pour alléger les calculs qui vont suivre, mais n'est pas nécessaire.

Hypothèse 3 : V est inversible (il y a autant de sources de bruits blancs indépendantes que de mesures dans l'équation de mesure).

Le Filtre de Kalman est décrit par :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{X}}{dt} = A_f \hat{X}(t) + B_f U(t) + K(t)(Y(t) - C \hat{X}(t)) \\ Y(t) = C \hat{X}(t) \end{cases} \quad (2.18)$$

Déterminons les matrices A_f et B_f du filtre de Kalman

On note $e(t) = X(t) - \hat{X}(t)$, l'erreur d'estimation de l'état du système.

En retranchant l'équation (2.18) de l'équation (2.17), et en utilisant l'équation de mesure, nous pouvons écrire :

$$\dot{e}(t) = (A - KC)e(t) + (A - KC - A_f)\hat{X}(t) + (B - B_f)U(t) + Mw(t) - Kv(t) \quad (2.19)$$

Etant donné que les bruits w et v sont centrés et gaussiens et le système est linéaire, on peut affirmer que $e(t)$ est une variable aléatoire gaussienne. Nous allons maintenant nous intéresser à l'espérance mathématique (moyenne) de $e(t)$.

$$E[\dot{e}(t)] = (A - KC)e(t) + (A - KC - A_f)E[\hat{X}(t)] + (B - B_f)U(t) \quad (2.20)$$

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 :

$$\dot{e}(t) = \dot{X}(t) - \dot{\hat{X}}(t) = (A - K(t)C)e(t) + Mw(t) - K(t)v(t) \quad (2.21)$$

Déterminons le gain du filtre de Kalman

Soit $m(t_0)$ et $P(t_0)$ respectivement la moyenne et la covariance, $e(t_0)$ l'erreur d'estimation initiale.

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

- De moyenne :

$$m(t) = E[e(t)] = e^{A_f(t-t_0)}m(t_0) \quad (2.22)$$

- De covariance :

$$P(t) = E[(e(t) - m(t))(e(t) - m(t))^T] \quad (2.23)$$

$$P(t) = e^{A_f(t-t_0)} * [P(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A_f(t-\tau)} LFL^T e^{A_f(\tau-t_0)} d\tau] \quad (2.24)$$

Avec $L = \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & -K \end{bmatrix}$; $F = \begin{bmatrix} W \\ V \end{bmatrix}$

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

$$J_{k(t)} = \sum_{i=1}^n E[e_i(t)^2] \quad (2.25)$$

On a :

$$\begin{aligned}
 J_{k(t)} &= \sum_{i=1}^n E[e_i(t)^2] \\
 &= E[e^T(t)e(t)] \\
 &= \text{trace } E[e(t)e^T] \\
 &= \text{trace } P(t)
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

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

Après calcul on a :

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

C'est une équation différentielle de Riccati.

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

$$\frac{\partial(\text{trace } \dot{P}(t))}{\partial K} = -P(t)C^T - P(t)C^T + 2KV \tag{2.27}$$

En annulant l'équation (2.27), on aura :

$$K(t) = P(t)C^T V^{-1} \tag{2.28}$$

b Cas des systèmes discrets

Le principe du Filtre de Kalman discret est le même qu'en continu. Il utilise une prédiction qui s'appuie sur le modèle déterministe et un recalage qui s'appuie sur l'innovation (différence entre la mesure et la sortie prédite).

On considère le système (2.17). Avant d'utiliser le filtre de Kalman, il est important de passer par une discrétisation de ce système [18].

Après calcul on obtient un système d'équations discret suivant :

$$\begin{cases} X(K + 1) = A_d X(K) + B_d U(k) + M_d w_d(k) \\ Y(k) = C_d X(k) + v_d(k) \end{cases} \tag{2.29}$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} A_d = e^{A(t_e)} \\ B_d = \int_0^{t_e} e^{A(t)} B dt \\ M_d = I_n \\ C_d = C \\ w_d = \int_0^{t_e} e^{A(t)} M_d w_d M_d^T e^{A(t)} dt \\ v_d = v/t_e \end{array} \right. \quad (2.30)$$

Et I_n : Une matrice identité de dimension $(n * n)$

t_e : Temps d'échantillonnage

On suppose les hypothèses suivantes :

Hypothèse 1 : La paire (A_d, C_d) est détectable.

Hypothèse 2 : Les signaux $w_d(t)$ et v_d sont de bruits blancs gaussiens centrés de matrice de covariance W_d et V_d respectivement, c'est-à-dire :

$$\left\{ \begin{array}{l} E[w_d(t) w_d(t + \tau)^T] = W_d \delta(\tau) \tau \\ E[v_d(t) v_d(t + \tau)^T] = V_d \delta(\tau) \tau \\ E[w_d(t) v_d(t + \tau)^T] = 0 \end{array} \right.$$

Hypothèse 3 : V_d est inversible.

• **Prédiction** : A l'instant k , on connaît $\hat{X}(k/k)$, et on prédit l'état à l'instant $k+1$ en utilisant le modèle déterministe :

$$\hat{X}(k+1/k) = A_d \hat{X}(k/k) + B_d U(k) \quad (2.31)$$

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

Pour l'instant k , l'erreur d'estimation est caractérisé par $P(k/k)$. Le modèle de prédiction étant faux, l'erreur ne peut que croître et l'erreur de prédiction à l'instant $k+1$ sera caractérisé par :

$$P(k + 1/k) = A_d P(k/k) A_d^T + Q_k \quad (2.32)$$

Où :

$$Q_k = M_d W_d M_d^T \quad (2.33)$$

$P(k/k)$: Matrice de covariance de l'erreur d'estimation

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

- **Calcul du gain :**

Comme dans le cas continu on cherche, on cherche $K_f(k+1)$ qui minimise

$trace P(k + 1/k)$, et on en déduit :

$$K_{k+1} = P(k + 1/k)C_d^T \cdot (C_d P(k + 1/k)C_d^T + R_{k+1})^{-1} \quad (2.34)$$

Où $R_{k+1} = v_d$ (2.35)

- **Correction :**

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

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K_{k+1} (Y_{k+1} - C_d \cdot \hat{X}_{k+1/k}) \quad (2.36)$$

- **Mise à jour de la covariance de l'erreur d'état :**

La matrice de la covariance de l'erreur d'estimation doit être aussi mise à jour, on a alors :

$$P(k+1/k+1) = (I_n - K_{k+1} \cdot C_d \cdot P_{k+1/k}) \quad (2.37)$$

Remarque :

- La matrice de covariance de l'erreur d'état est diagonale à cause des bruits qui sont indépendants.
- Comme les covariances du bruit W et V sont constantes, alors on peut les avoir à partir des essais sur la machine

Soit l'algorithme du Filtre de Kalman suivant :

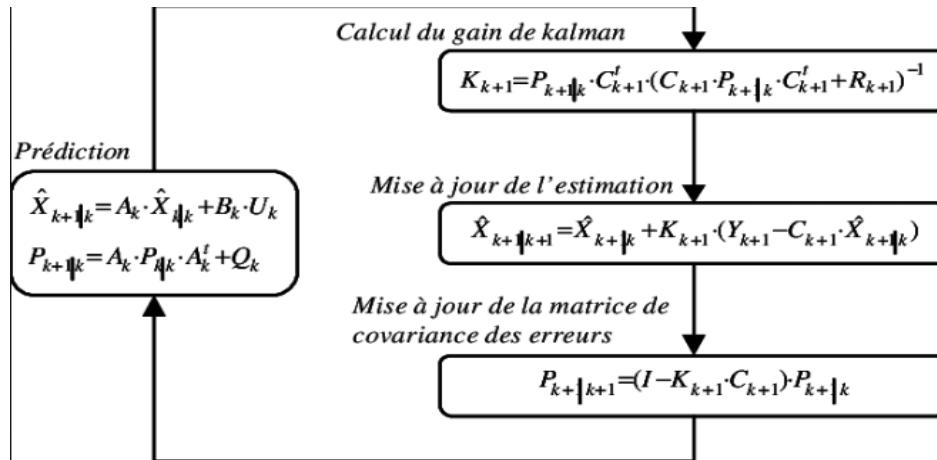


Figure 2.5 Etape de l'algorithme du Filtre de Kalman

Dans le cas des systèmes d'équations non linéaires, on est emmené à passer au Filtre de Kalman Etendu.

2.5 Filtre de Kalman Etendu

Le Filtre de Kalman Etendu (FKE) est une approche 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 remplacées par des matrices jacobéennes A_j et H , évaluées en $\hat{X}(t)$.

On a le système d'état :

$$\begin{cases} X(k+1) = f(X(k), U(k)) + M_d w(k) \\ Y(k) = h(X(k)) + v_d(k) \end{cases} \quad (2.38)$$

$w(t)$ et $v(t)$ sont deux bruits gaussiens de moyenne nulle et de matrice de covariance W et V.

Pour le système (2.36) on a le filtre suivant :

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = f(\hat{X}(k), U(k)) + K(k)(Y(k) - h(\hat{X}(k), U(k))) \quad (2.39)$$

L'estimation des grandeurs internes ou externes du système nécessite l'augmentation de l'ordre du modèle et le nombre de grandeurs à estimer.

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

On obtient le système d'équation d'état et de sortie suivant :

$$\begin{cases} X(k+1) = A_j(X(k) + BU(k) + M_d w_d(k)) \\ Y(k) = HX(k) + v_d(k) \end{cases} \quad (2.40)$$

Avec :

$$A_j = \nabla f_{X(k)} = \frac{\partial f(X(k))}{\partial X(k)} \quad (2.41)$$

$$H = \nabla h_{X(k)} = \frac{\partial Y(k)}{\partial X(k)} \quad (2.42)$$

On suit les mêmes étapes que le filtre de Kalman.

• **Prédiction :**

$$\hat{X}(k+1/k) = f(\hat{X}(k/k), U(k)) \quad (2.43)$$

$$P(k+1/k) = A_j P(k/k) A_j^T + M_d W_d M_d^T \quad (2.44)$$

• **Calcul du gain :**

$$K(k+1) = P(k+1/k) H^T (H P(k+1/k) H^T + V_d)^{-1} \quad (2.45)$$

• **Correction :**

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K_{k+1}(Y(k) - \hat{Y}(k+1/k)) \quad (2.46)$$

• **Mise à jour :**

$$P(k+1/k+1) = ((I_n - K_{k+1})H)P(k+1/k) \quad (2.47)$$

Soit l'algorithme du Filtre de Kalman Etendu suivant :

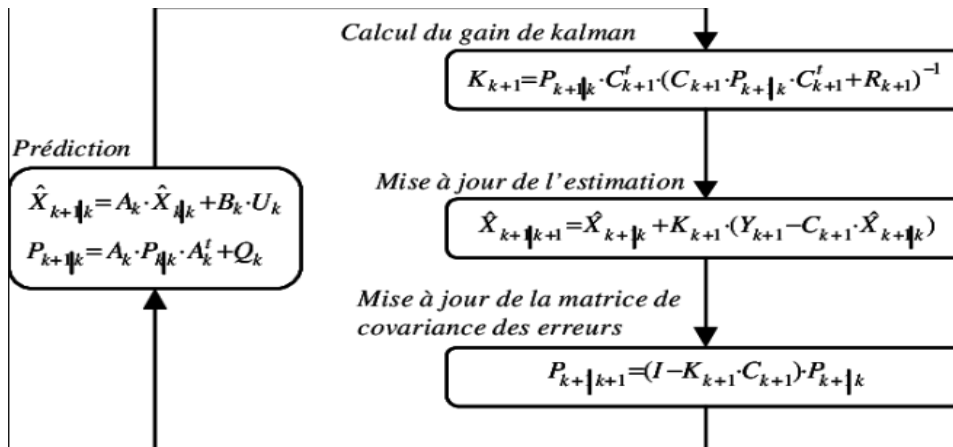


Figure 2.6 Algorithme du Filtre de Kalman Etendu

• Remarque :

Plus les éléments de la matrice P sont grand, plus le filtre converge rapidement vers les résultats mesurés, contrairement à la matrice v_d qu'il faut qu'il soit petit pour que le filtre tienne en considération les résultats de mesures qui viennent de la MAS.

Avantage du filtre de Kalman étendu :

- Le Filtre de Kalman Etendu est l'une des techniques d'estimation les plus populaires et largement étudiée dans le domaine d'estimation d'état des systèmes dynamiques non linéaires.
- L'approche permet de traiter d'une manière relativement objective le cas des bruits dont on est capable de caractériser les propriétés statiques.

Inconvénients du Filtre de Kalman Etendu

- Aucune robustesse n'est garantie contre les erreurs de modélisation.
- 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.

2.6 Application du filtre de kalman à la MAS

Différents observateurs peuvent être synthétisés pour estimer les différentes variables d'état de la machine asynchrone. Le choix de la synthèse d'un observateur particulier dépend de l'application considérée.

Avant d'appliquer l'algorithme du FK à la MAS, on doit commencer par la discrétisation du modèle stochastique (2.17) où :

$$A = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1 & \mathbf{0} & \mathbf{a}_3 & \mathbf{a}_4 * \Omega \\ \mathbf{0} & \mathbf{a}_1 & -\mathbf{a}_4 * \Omega & \mathbf{a}_3 \\ \mathbf{c}_1 & \mathbf{0} & \mathbf{c}_3 & \mathbf{c}_4 * \Omega \\ \mathbf{0} & \mathbf{c}_1 & \mathbf{d}_3 * \Omega & \mathbf{c}_3 \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

$$B = \begin{bmatrix} \mathbf{1} / \left(\mathbf{1} - \left(\frac{M^2}{L_s L_r} \right) * L_s \right) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} / \left(\mathbf{1} - \left(\frac{M^2}{L_s L_r} \right) * L_s \right) \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$C = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

L'utilisation du développement de Taylor nous permet d'obtenir les matrices discrétisées ci-dessous :

$$A_d = \begin{bmatrix} \mathbf{1} - \mathbf{a}_1 * te & \mathbf{0} & \mathbf{a}_3 * te & \mathbf{a}_4 * te * \Omega \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} - \mathbf{a}_1 * te & -\mathbf{a}_4 * te * \Omega & \mathbf{a}_3 * te \\ \mathbf{c}_1 * te & \mathbf{0} & \mathbf{1} + \mathbf{c}_3 * te & \mathbf{c}_4 * te * \Omega \\ \mathbf{0} & \mathbf{c}_1 * te & \mathbf{d}_3 * te * \Omega & \mathbf{1} + \mathbf{c}_3 * te \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} \mathbf{1} / \left(\mathbf{1} - \left(\frac{M^2}{L_s L_r} \right) * L_s \right) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} / \left(\mathbf{1} - \left(\frac{M^2}{L_s L_r} \right) * L_s \right) \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$$C = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$w_d = te * w \quad (2.54)$$

$$v_d = v / te \quad (2.55)$$

Avec:

te : Le temps d'échantillonnage

$$X_d = [i_{ds}; i_{qs}; \Phi_{dr}; \Phi_{qr}]^T$$

Remarque :

- Les constantes de temps (statorique et rotorique), sont supposées constantes dans un intervalle d'échantillonnage.
- Les grandeurs courants statoriques, vitesse mécanique, couple électromagnétique et constante de temps (statorique et rotorique) sont mesurables contrairement aux flux rotoriques qui vont être estimés.

2.7 Application du Filtre de Kalman Etendu à T_s et à T_r

Dans cette partie, le Filtre de Kalman Etendu est appliqué pour l'estimation de la constante de temps statorique et rotorique de la MAS. Pour estimer la constante de temps statorique et la constante de temps rotorique de la machine asynchrone, une solution consiste à étendre le vecteur d'état estimé aux paramètres recherchés. Le modèle devient non linéaire, et on peut, sous certaines hypothèses, appliquer le filtre de Kalman Standard à un modèle linéarisé du système.

Après avoir étendu le vecteur d'état à la constante statorique, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{X}_e(t) = A_e X_e(t) + BU(t) + M_e w_e(t) \\ Y_e(t) = HX_e(t) + v_e(t) \end{cases} \quad (2.56)$$

Avec :

$$X_e = [X_1; X_2; X_3; X_4; X_5]^T = [i_{ds}; i_{qs}; \Phi_{dr}; \Phi_{qr}; T_s]^T \quad (2.57)$$

$$A_e = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_3 & a_4 * \Omega & 0 \\ 0 & a_1 & -a_4 * \Omega & a_3 & 0 \\ c_1 * te & 0 & c_3 & c_4 * \Omega & 0 \\ 0 & c_1 & d_3 * \Omega & c_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$B_e = \begin{bmatrix} 1 / \left(1 - \left(\frac{M^2}{L_s L_r} \right) * L_s & 0 \right. \\ 0 & 1 / \left(1 - \left(\frac{M^2}{L_s L_r} \right) - L_s \right. \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

Par discrétisation du modèle, suivant la même méthode que précédente, on aboutit a :

$$\begin{cases} X_{ed}(k+1) = A_{ed}X_{ed}(k) + B_{ed}U(k) + M_{ed}w_{ed}(k) \\ Y_{ed}(k) = H_{ed}X_{ed}(k) + v_{ed}(k) \end{cases} \quad (2.53)$$

Avec :

$$\begin{cases} A_{ed} = e^{A_e(t_e)} = I_5 + \frac{A_e t_e}{1!} \\ B_{ed} = \int_0^{t_e} e^{A_e(t)} B dt = t_e \cdot B_e \\ M_d = I_n \\ H_{ed} = H \\ w_{ed} = \int_0^{t_e} e^{A_e(t)} M_e w_e M_e^T e^{A_e^T(t)} dt \\ v_d = v_e / t_e \end{cases} \quad (2.54)$$

$$X_{ed} = [i_{sd}; i_{sq}; \Phi_{rd}; \Phi_{rq}; T_s]^T \quad (2.55)$$

Où les matrices A_{ed} et B_{ed} sont comme suit :

$$A_{ed} = \begin{bmatrix} 1 - a_1 * te & 0 & a_3 * te & a_4 * \Omega * te & 0 \\ 0 & 1 - a_1 * te & -a_4 * \Omega * te & a_3 * te & 0 \\ c_1 * te & 0 & 1 + c_3 * te & c_4 * \Omega * te & 0 \\ 0 & c_1 * te & d_3 * \Omega * te & 1 + c_3 * te & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

$$B_{ed} = \begin{bmatrix} 1 / \left(1 - \left(\frac{M^2}{L_s L_r} \right) * L_s & 0 \\ 0 & 1 / \left(1 - \left(\frac{M^2}{L_s L_r} \right) * L_s \right. \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

La constante statorique fait partie du modèle d'état. Il n'est plus considéré comme linéaire, alors on fait la linéarisation avant d'appliquer le FK.

Les matrices jacobéennes A_j et B_j calculées sont comme suit :

$$A_j = \begin{bmatrix} 1 - a_1 * te & 0 & a_3 * te & a_4 * \Omega * te & \frac{1}{T * T_s^2} * i_{ds} * te \\ 0 & 1 - a_1 * te & -a_4 * \Omega * te & a_3 * te & \frac{1}{T * T_s^2} * i_{qs} * te \\ c_1 * te & 0 & 1 + c_3 * te & c_4 * \Omega * te & 0 \\ 0 & c_1 * te & d_3 * \Omega * te & 1 + c_3 * te & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$B_j = B_{ed} \quad (2.59)$$

$$\text{Avec : } \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{T} = 1 - \left(\frac{M^2}{L_{ss} * L_{rr}} \right) \\ \mathbf{a}_1 = -\frac{1}{T * T_s} - \frac{1 - T}{T * T_r} \\ \mathbf{a}_3 = \frac{1 - T}{T * M * T_r} \\ \mathbf{a}_4 = \left(\frac{1 - T}{T * M} \right) * \mathbf{p} \\ \mathbf{c}_1 = \frac{M}{T_r} \\ \mathbf{c}_3 = \frac{-1}{T_r} \\ \mathbf{c}_4 = -\mathbf{p} \\ \mathbf{d}_3 = \mathbf{p} \\ T_s = \frac{L_{ss}}{R_s} \end{array} \right. \quad (2.60)$$

2.8 Bloc du Filtre de Kalman Etendu à Ts et à Tr

Il est composé d'un bloc de la MAS et de l'alimentation dans un repère de PARK dont les grandeurs électriques sont discrétisées pour être appliqués au Filtre de Kalman Etendu. Nous utilisons dans cette partie le bloc Embedded Matlab function. Cet outil est un moyen simple et pratique pour écrire du m-code Matlab pouvant être intégré à un modèle Simulink. Voir en annexe le schéma bloc du Filtre de Kalman Etendu (figure 2.7).

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.

Pour la matrice des bruits d'état du FKE on a :

$$W = \begin{bmatrix} 0.01 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.01 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.02 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.02 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0000002 \end{bmatrix}$$

(2.63)

Le vecteur des bruits de mesure est :

$$v = \begin{bmatrix} 8 \cdot 10^{-3} \\ 8 \cdot 10^{-3} \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

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

$$x_0 = [0.5 \quad 0.5 \quad 0.2 \quad 0.2 \quad T_s]^T$$

2.9 Résultats de simulation et commentaires

Dans cette partie, le FKE est appliqué pour l'estimation des courants statoriques, des flux rotoriques, et du couple électromagnétique. La vitesse mécanique est mesurable.

La simulation est effectuée à vide suivie de l'application du couple de charge ($C_r = 3.8 \text{ Nm}$) à l'instant $t = 0.25\text{s}$. Les figures ci-dessous montrent l'évolution des grandeurs mesurées (courants statoriques et couple électromagnétique), et non mesurées (flux rotoriques) et l'erreur d'estimation correspondantes.

2.9.1 Filtre de Kalman Etendu à T_s

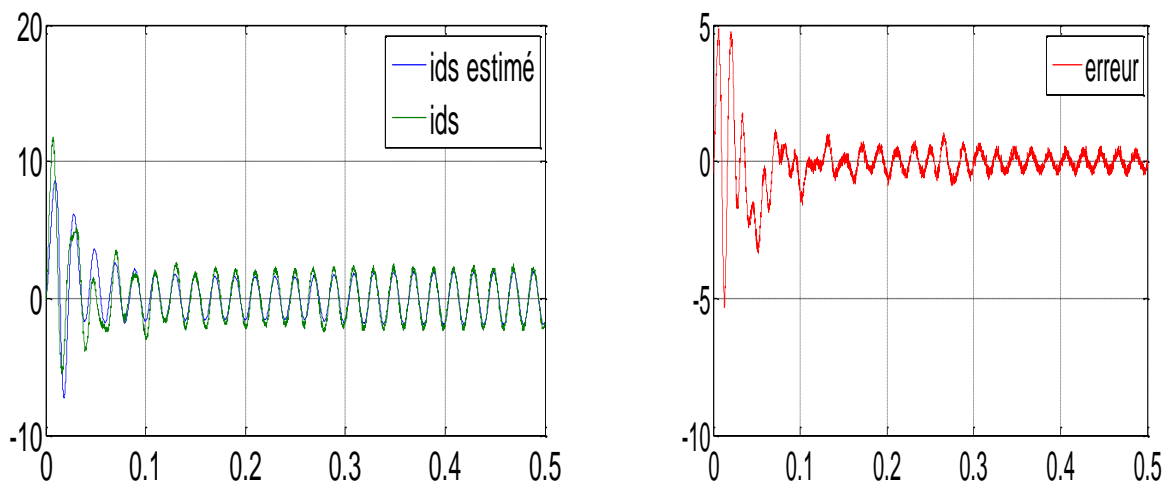


Figure 2.8 Les courants ids , \widehat{ids} et l'erreur entre eux

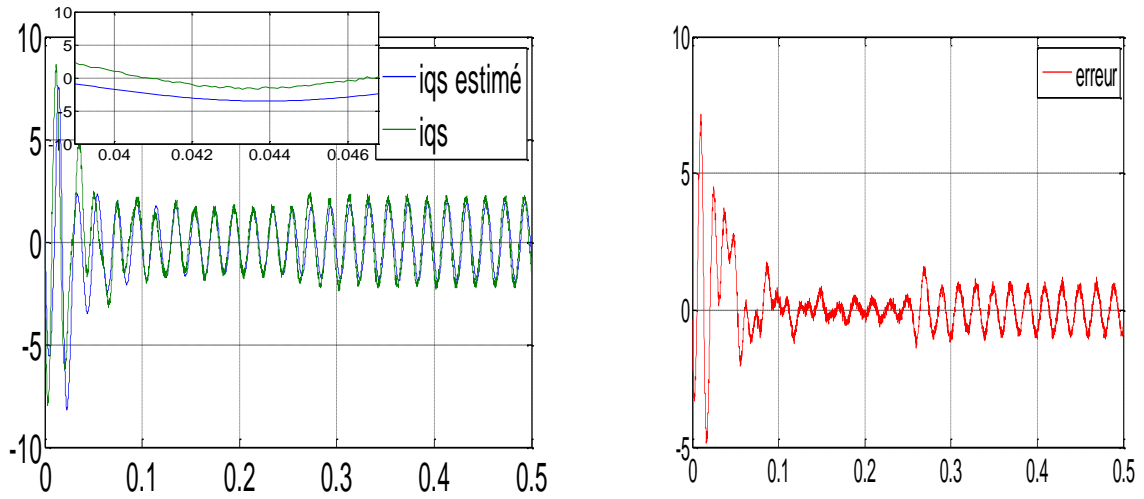


Figure 2.9 Les courants i_{qs} , \hat{i}_{qs} et l'erreur entre eux

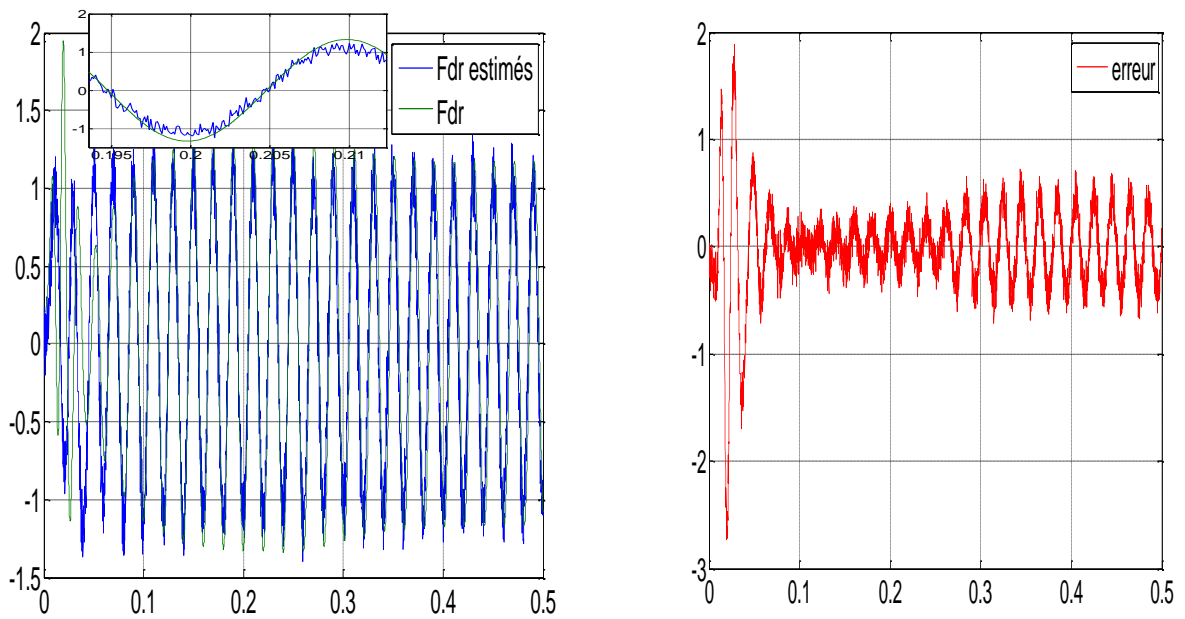


Figure 2.10 Les flux ϕ_{dr} , $\hat{\phi}_{dr}$ et l'erreur entre eux

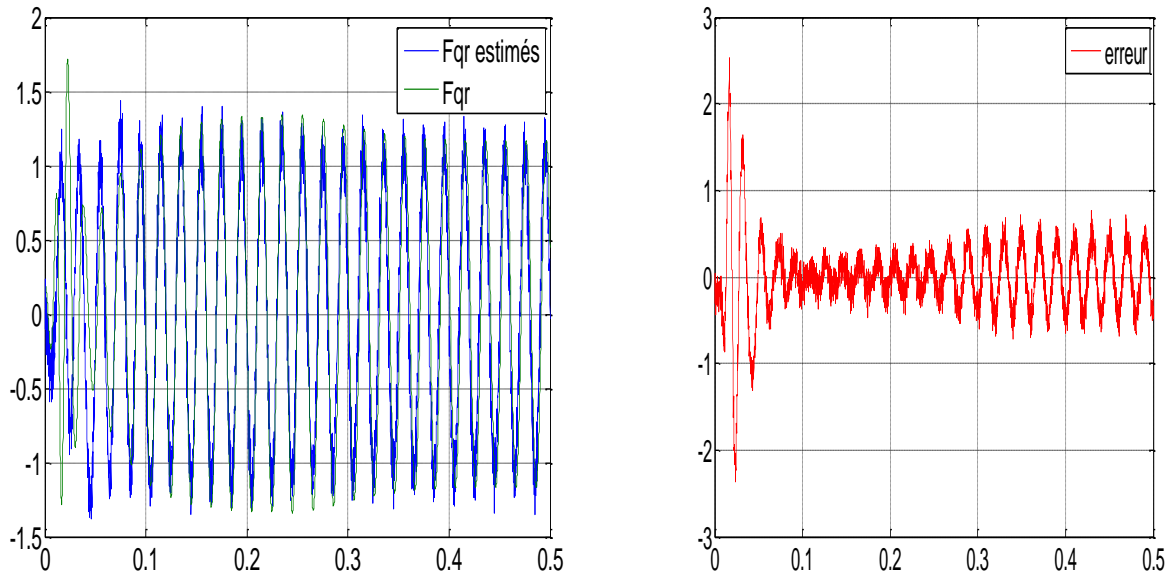


Figure 2.11 Les flux ϕ_{qr} , $\widehat{\phi}_{qr}$ et l'erreur entre eux

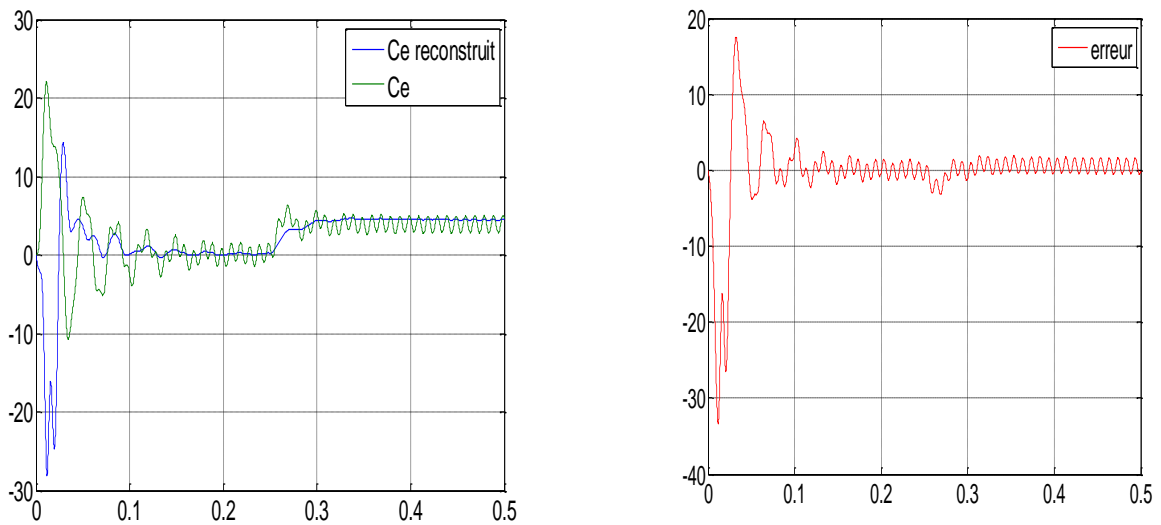


Figure 2.12 Le couple électromagnétique avec son estimé et l'erreur entre eux

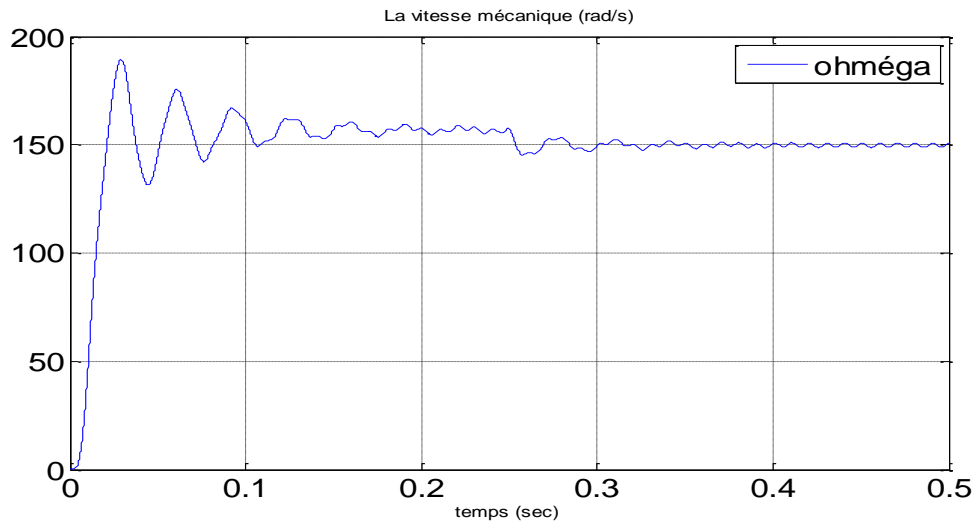


Figure 2.13 La vitesse mécanique mesurée

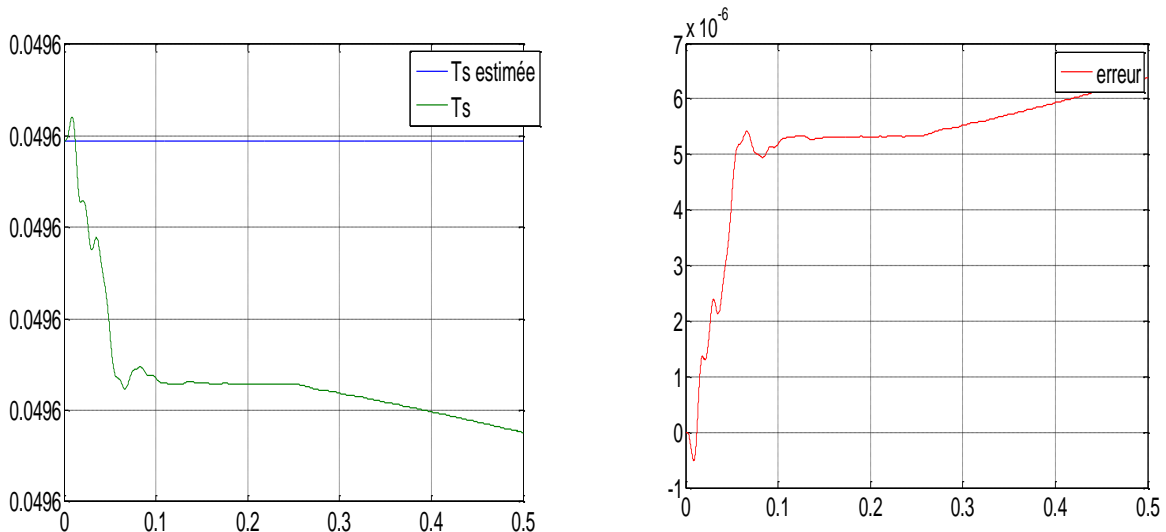


Figure 2.14 La constante statorique Ts avec son estimé et l'erreur entre elles

Interprétation des graphes (Ts)

La bonne superposition des courants i_{ds} avec son estimé $\widehat{i_{ds}}$, et i_{qs} avec son estimé $\widehat{i_{qs}}$, nous permet de dire que l'estimation des différentes grandeurs est précise avec une erreur de 0.13 A sur le courant i_{ds} . (Figure (2.8) et figure (2.9)).

La figure (2.10) représente la bonne superposition du flux ϕ_{dr} avec son estimé $\widehat{\phi_{dr}}$ et l'erreur entre eux. De même pour la figure (2.11) qui décrit la bonne superposition entre le flux ϕ_{qr} avec son estimé $\widehat{\phi_{qr}}$, et l'erreur entre eux. La grande valeur de cette erreur au

démarrage est due à la différence entre les valeurs initiales et celle de la MAS. Cette erreur diminue et tend vers une valeur de 0.18 wb pour le flux ϕ_{dr} .

On constate qu'au démarrage l'estimé ne suit pas parfaitement le couple mesuré. Mais à partir de $t = 0.25\text{s}$ l'estimé suit parfaitement le couple mesuré. Cet écart observé au démarrage se traduit par la différence entre les valeurs initiales utilisées dans la simulation et les valeurs initiales propres de la machine.

La figure (2.14) traduit la bonne convergence de la constante statorique, qui est positive et l'erreur d'estimation qui est non considérable ($5.2 \cdot 10^{-6} \text{ s}$).

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 mécanique présente une petite chute et tend vers sa valeur nominale (Figure 2.13).

L'erreur qui s'annule sur l'estimation du couple électromagnétique nous permet de conclure une bonne estimation. Ce couple augmente lors de l'application du couple de charge ($C_r = 3.8 \text{ Nm}$ à $t = 0.25 \text{ s}$).

2.9.2 Filtre de Kalman étendu à la constante (Tr)

La simulation est effectuée à vide suivie de l'application du couple de charge ($C_r = 3.8 \text{ Nm}$) à l'instant $t = 0.25\text{s}$.

Avec :

$$\mathbf{x}_0 = [0.5 \quad 0.5 \quad 0.2 \quad 0.2 \quad \text{Tr}]^T$$

Le vecteur des conditions initiales par hypothèse pour le FKE.

Dans cette partie toutes les hypothèses précédentes son valables. La seule différence ici, nous allons dériver notre modèle de la MAS par rapport à la constante rotorique.

La constante rotorique fait partie du modèle d'état. Il n'est plus considéré comme linéaire, alors on fait la linéarisation avant d'appliquer le FK.

Les matrices jacobéennes A_j et B_j calculées sont comme suit :

$$A_j = \begin{bmatrix} 1 - a_1 * te & 0 & a_3 * te & a_4 * \Omega * te & e_1 \\ 0 & 1 - a_1 * te & -a_4 * \Omega * te & a_3 * te & e_2 \\ c_1 * te & 0 & 1 + c_3 * te & c_4 * \Omega * te & 0 \\ 0 & c_1 * te & d_3 * \Omega * te & 1 + c_3 * te & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Avec : $g = \frac{1-T}{T*M}$

$$e_1 = \frac{1-T}{T*T_s^2} * i_{ds} * te - \frac{g*te}{T_r^2} * \phi_{dr} ; e_2 = \frac{1-T}{T*T_s^2} * i_{qs} * te - \frac{g*te}{T_r^2} * \phi_{qr}$$

$$B_j = B_{ed} \quad (2.62)$$

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

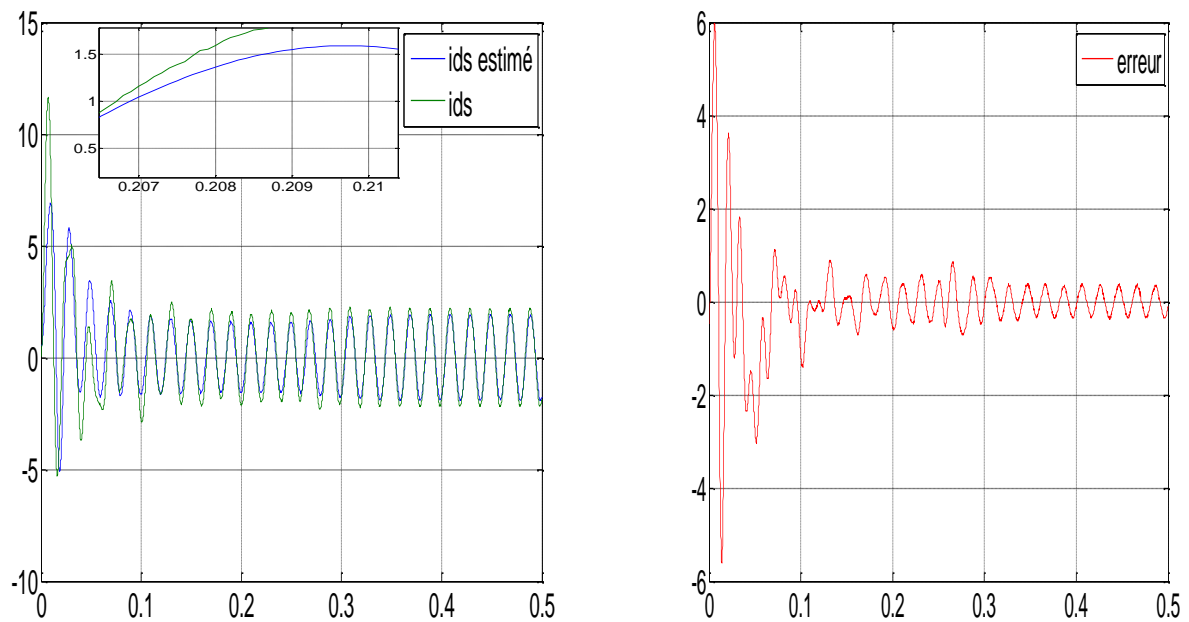


Figure 2.15 Les courants i_{ds} , $\widehat{i_{ds}}$ et l'erreur entre eux

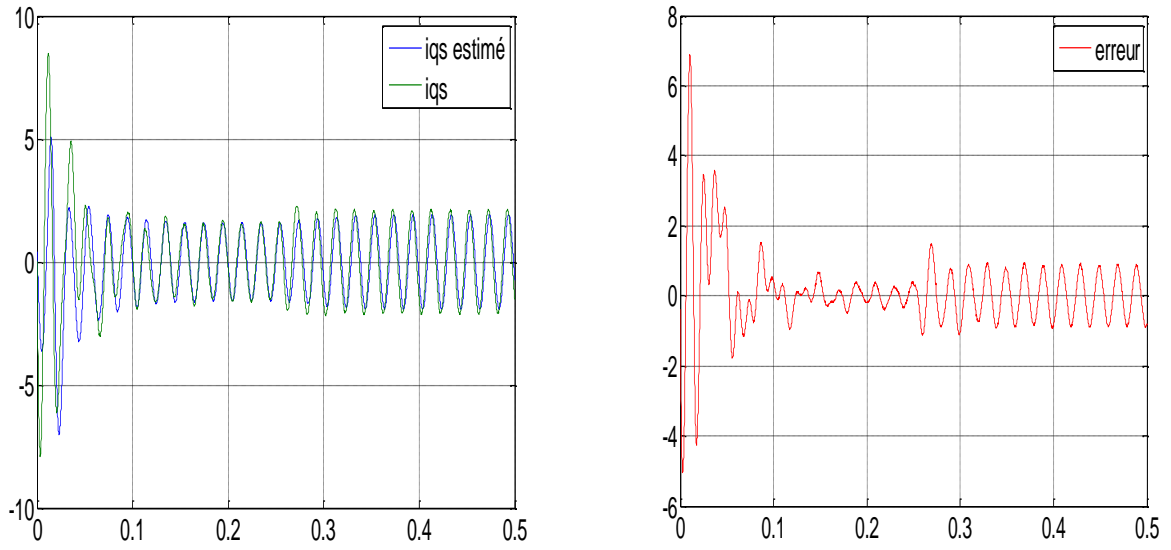


Figure 2.16 Les courants i_{qs} , \hat{i}_{qs} et l'erreur entre eux

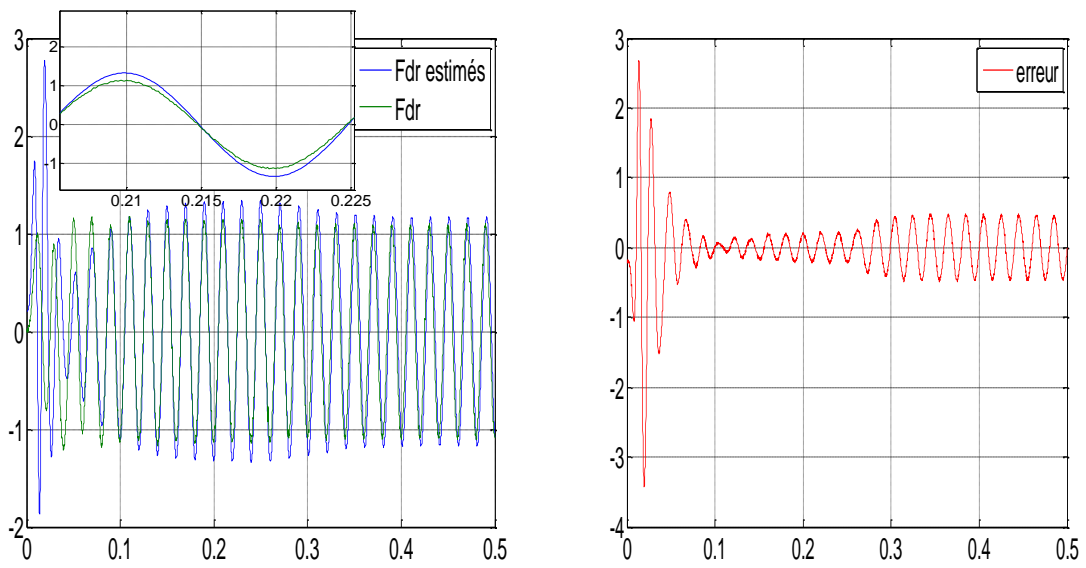


Figure 2.17 Les flux ϕ_{dr} , $\hat{\phi}_{dr}$ et l'erreur entre eux

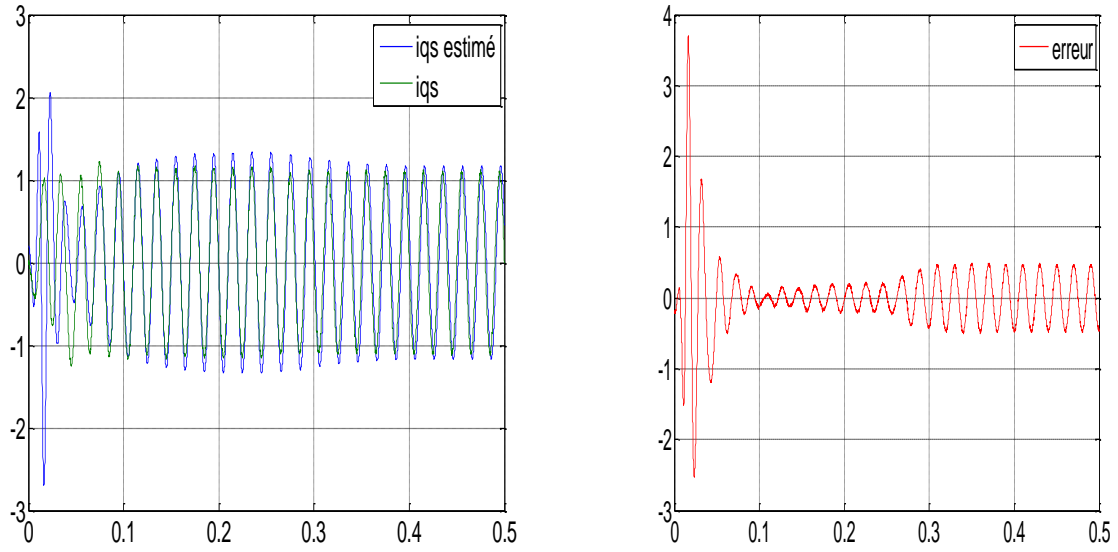


Figure 2.18 Les flux ϕ_{qr} , $\widehat{\phi}_{qr}$ et l'erreur entre eux

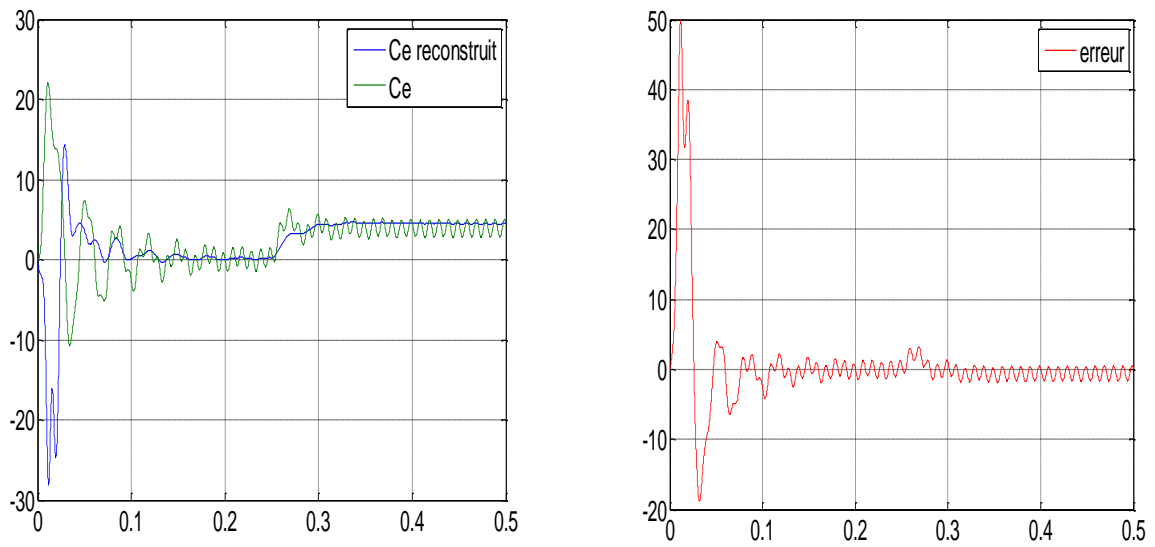


Figure 2.19 Le couple électromagnétique et reconstruit, et l'erreur entre eux

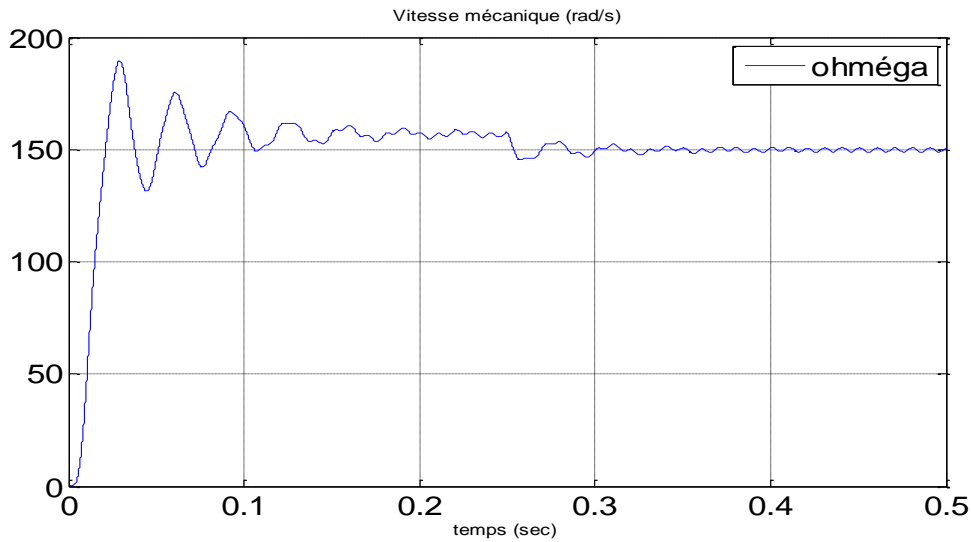


Figure 2.20 La vitesse mécanique mesurée

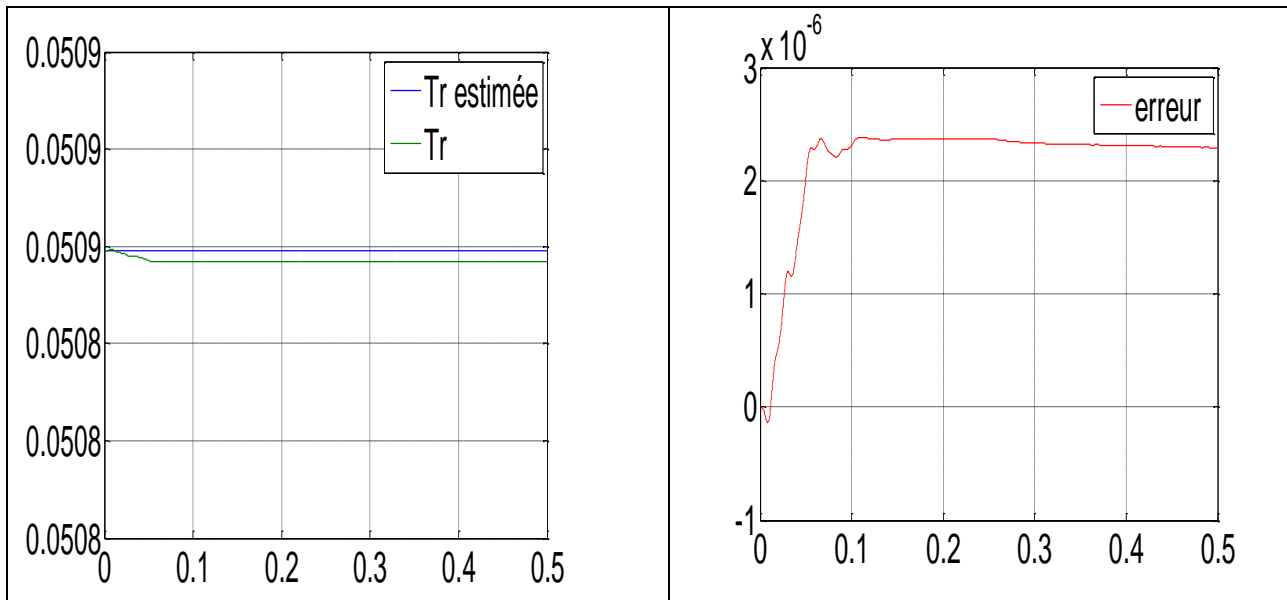


Figure 2.21 La constante rotorique Tr avec son estimée et l'erreur entre elles

Interprétation des graphes

La bonne superposition des courants i_{ds} avec son estimé $\widehat{i_{ds}}$, et i_{qs} avec son estimé $\widehat{i_{qs}}$, nous permet de dire que l'estimation des différentes grandeurs est précise avec une erreur de 0.13 A sur le courant i_{ds} . (Figure (2.15) et figure (2.16)).

Les figures (2.17) décrit la bonne superposition du flux ϕ_{dr} avec son estimé $\widehat{\phi_{dr}}$ et l'erreur entre eux. De même la figure (2.17) décrit également la bonne superposition entre le flux ϕ_{qr} avec son estimé $\widehat{\phi_{qr}}$, et l'erreur entre eux. La grande valeur de cette erreur au

démarrage est due à la différence entre les valeurs initiales et celle de la MAS. Cette erreur diminue et tend vers une valeur égale à 0.13 A pour le courant i_{ds} et 0.18 wb pour le flux ϕ_{dr} .

La figure (2.20) représente la vitesse mécanique qui chute à $t = 0.25$ s avant de tendre vers sa valeur nominale. La figure (2.21) traduit la bonne convergence de la constante rotorique, qui est positive et son erreur d'estimation qui prend une valeur constante au démarrage. A $t = 0.25$ s l'erreur croît progressivement avant de s'annuler. L'estimation de la constante rotorique est très précise.

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 mécanique présente une petite chute et tend vers sa valeur nominale.

L'erreur qui s'annule sur l'estimation du couple électromagnétique nous permet de conclure une bonne estimation. Ce couple augmente lors de l'application du couple de charge ($C_r = 3.8 Nm$ à $t = 0.25 s$).

2.10 Conclusion

En définitive, dans ce chapitre nous avons clarifié 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 constante statorique et la constante rotorique, après une discrétisation et une linéarisation du modèle d'état. Par ailleurs nous avons présenté les différentes applications du filtre de Kalman à la MAS pour l'estimation des grandeurs d'état (courants statoriques, flux rotoriques et le couple électromagnétique).

Remarquons que la difficulté de la méthode essai-erreur avec le Fk pour l'estimation réside dans la détermination des vecteurs bruits d'état, de mesure et des matrices de covariances de l'erreur. Cette méthode prend énormément de temps et demande plusieurs essais.

1.1 Introduction

Ce chapitre présente le matériel et logiciels utilisés et les résultats expérimentaux de simulation de l'implémentation du FKE à T_s et à T_r de la machine asynchrone en temps réel.

La carte de prototypage utilisée DS1104 ACE Kit, les étapes de configuration du modèle Simulink pour l'implémentation du code C dans dSPACE et l'interface logicielle ControlDesk pour le contrôle et la visualisation graphique sont exposées. Ensuite nous interpréterons les résultats obtenus.

3.2 Implémentation du Filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman étendu à T_r et à T_s , est appliqué pour l'estimation des courants statoriques, des flux rotoriques et du couple électromagnétique de la machine asynchrone triphasée à cage. On utilise le bloc Embedded de Matlab/Simulink pour l'implémentation des deux modèles de filtre de kalman étendus.

3.2.1 Introduction au bloc Embedded de Matlab

Le bloc Embedded de Matlab est une description de langage informatique d'un système dynamique. Cet outil est un moyen simple et pratique pour écrire du m-code Matlab pouvant être intégré à un modèle Simulink.

L'utilisation d'Embedded est incontournable pour la description de processus complexe, difficilement représentable graphiquement ou encore pour les systèmes modélisés sous forme de jeu d'équation [18]. En effet nous utilisons ce bloc écrit en C pour la modélisation du FKE.

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

La librairie dSPACE RTI1104 est incluse dans Simulink lors de l'installation du logiciel RTI via une interface entre Matlab de Dspace nommée MLIB. La librairie dSPACE RTI1104 donne accès à toutes les fonctionnalités de la carte. Dans la suite on s'intéresse particulièrement aux E/S analogiques. Ces E/S sont représentées sous forme de bloc dans Simulink. Par la

suite on insère et on 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.

3.2.2 Présentation de la carte dSPACE

La carte dSPACE fait partie de la nouvelle génération des cartes à DSP composée de dispositifs les plus compacts qui existent à ce jour. Elles sont recommandées pour les applications pédagogiques ou de recherches à budget limité puisqu'elles sont disponibles en ACE kit, c'est-à-dire en kit éducation à des prix très attrayants, leurs avantages principaux est la simplicité et leur commodité [20], [21].



Figure 3.1 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 réels correcteurs
- Travailler avec une interface Windows facile à utiliser.

3.3 Architecture interne du DS1104

L'architecture interne de la carte Ds1104 se présente comme suit dans la figure 3.3 :

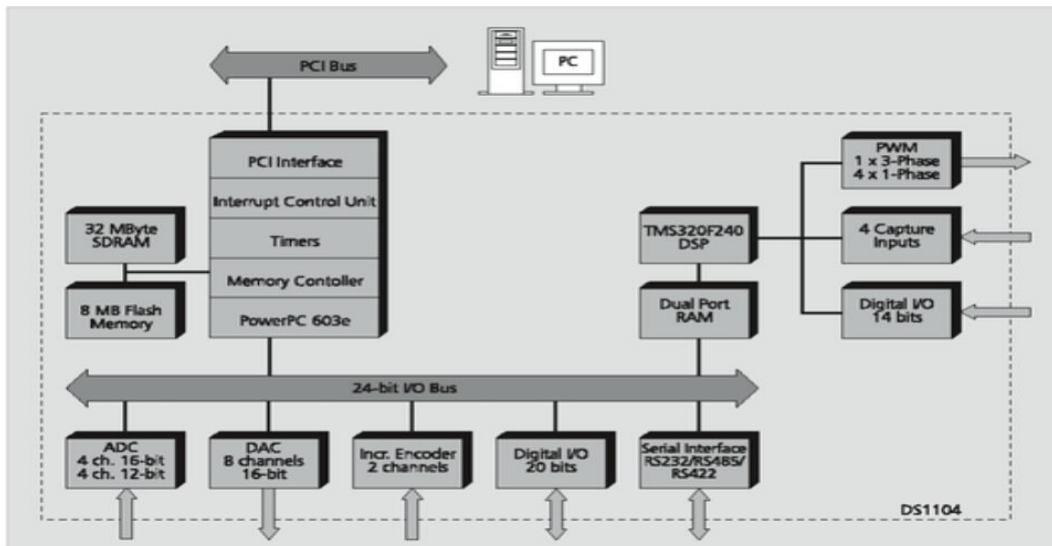


Figure 3.2 Architecture interne de la carte DS1104

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.

Elle comporte 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 [20], [21]

3.4 Présentation du banc d'essais

La figure 3.3 montre le banc d'essais utilisé. Les composants peuvent-être classés en deux catégories : électromagnétiques et électronique.



Figure 3.3 Banc d'essai

3.4.1 Composantes électromagnétiques

Les caractéristiques de la machine étudiée de type asynchrone, rotor à cage d'écurueil, sont données dans la plaque signalétique. Elle est alimentée en tension triphasée alternative (230, 400) à fréquence de 50Hz. Son courant nominal est de 2.1 A. Sa vitesse nominale est de 1435tr/min, avec un capteur de vitesse associé [21].



Figure 3.4 Photo de la plaque signalétique de la MAS

3.4.2 Composantes électroniques

Ils englobent principalement un transformateur (source de tension triphasée, alternatif) et un système de contrôle en temps réel appelé dSPACE. Ce système est constitué autour d'un DSP fonctionnant sous le logiciel Matlab/Simulink et muni d'un logiciel de conduite d'essais appelé ControlDesk et deux capteurs : L'un pour capter la tension et l'autre pour capter le courant [20].

3.4.3 Alimentation de la machine par le réseau triphasé

Tous les paramètres de la machine sont connus. Il nous reste à intégrer l'alimentation électrique. Une source de tension de valeur efficace 380 V par phase est appliquée aux bornes des trois phases statoriques de la MAS couplées en étoile. Elles forment un système de trois tensions triphasées sinusoïdales équilibrées et déphasées entre elles de (120 degrés) et de fréquence (50 Hz).

En fonction des informations recueillies sur la plaque signalétique, les phases statoriques de la MAS peuvent être couplées en étoile ou en triangle.

3.4.4 Interface fournies par le processeur Maître

Les interfaces Temps réel (ITR) fournies par le processeur Maître offrent une large gamme de blocs Entrées/sorties comme le montre la figure 3.4 suivante :

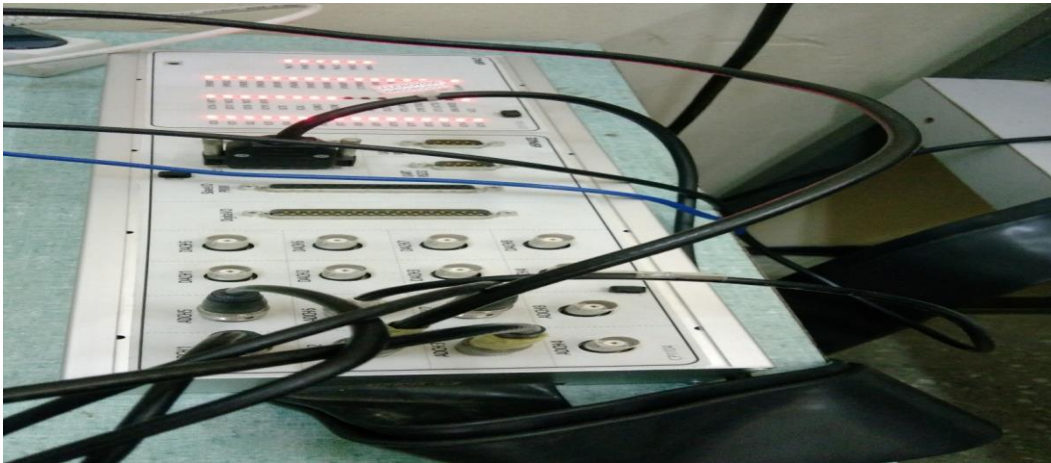


Figure 3.5 Interface de la carte dSPACE DS1104

Elle comprend :

- 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 séries (RS232 et RS422 ou RS485)

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

3.4.5 Capteur de courant

Ici on utilise la méthode classique expérimentale pour calculer les facteurs de conversion en courant et en tension par l'utilisation de deux multimètres. L'un deux pour mesurer le courant d'entrée et l'autre pour mesurer la tension de sortie correspondante avec différentes valeurs. Ensuite, on prend la valeur moyenne. Pour un courant d'entrée entre -20 et 20 A, le signal à la sortie de la carte de conditionnement est entre -10 et 10 V pour qu'il soit adapté au DSP. Le facteur de conversion pour le courant est égale à : $G_i = \frac{i_{entrée}}{i_{sortie}}$. [20]

3.4.6 Capteur de tension

Pour ce cas on utilise la méthode précédente pour mesurer deux tensions. La tension à l'entrée du capteur, comprise entre -400 et 400V, et la tension de sortie fournie par

le circuit de conditionnement du signal, comprise entre -10 et 10 V. D'où le gain total pour la

tension est égale à : $G_V = \frac{V_{entrée}}{V_{sortie}}$ [20].

La figure 3.6 montre la photo des capteurs de courants et de tensions



Figure 3.6 Photo des capteurs de courants et de tensions

3.5 ControlDesk

C'est un logiciel qui fournit toutes les fonctionnalités de contrôle et d'affichage de la carte DS1104. Il 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. Avant de visualiser ces variables et par conséquent déterminer le fonctionnement de notre application, il faut ouvrir un nouveau plan d'affichage.

Pour configurer un modèle dans Simulink, on spécifie que l'état initial de l'application temps réel soit sur PAUSE. Ensuite, grâce au logiciel ControlDesk, on fait démarrer l'application temps réel au moment désiré via la variable SimSate [22].

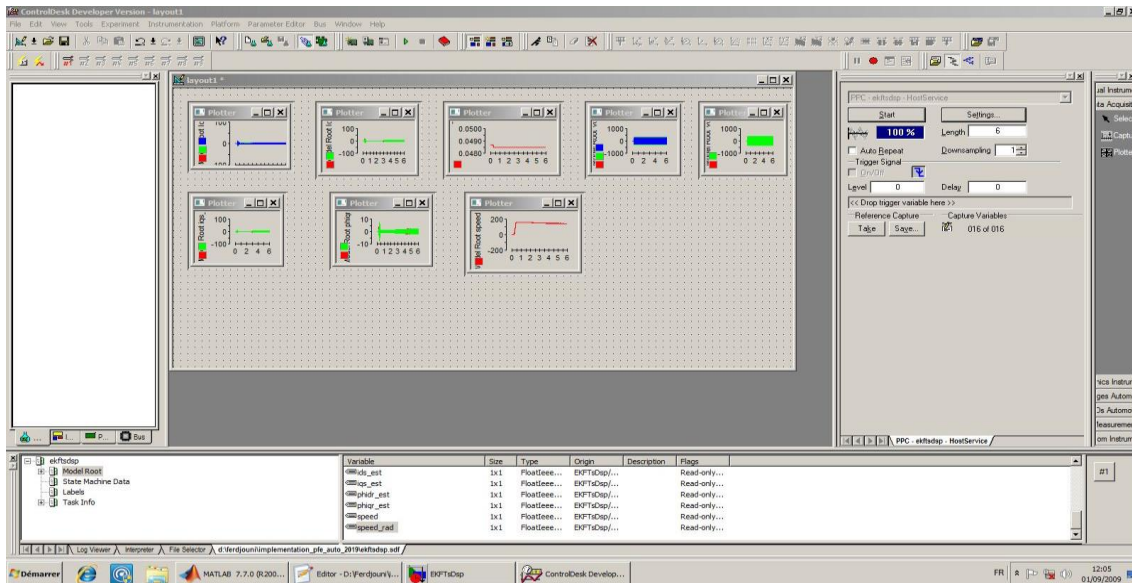


Figure 3.7 Photo de la fenêtre de visualisation du ControlDesk

3.6 Application du FKE à la MAS à travers la carte DS1104

A ce stade du chapitre, on expose les résultats obtenus lors de l'implémentation du FKE sur la carte DS1104 pour l'estimation, en temps réel des différentes grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques de la MAS.

Avec la méthode essai-erreur, on a les valeurs des composantes des matrices de covariance des bruits d'état et de mesures.

- Pour le FKE à la constante statorique (T_s) on a :

$$w = \begin{bmatrix} 100 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 50 & 0 \\ 0 & 0 & 50 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2.10^{-11} \end{bmatrix}$$

Le vecteur de covariance des bruits de mesure est :

$$v = \begin{bmatrix} 8.10^{-3} \\ 8.10^{-3} \end{bmatrix}$$

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

$$x_0 = [0.5 \ 0.5 \ 0.2 \ 0.2 \ 0.05]^T$$

- Pour le FKE à la constante rotorique (T_r) on a

$$w = \begin{bmatrix} 100 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 50 & 0 \\ 0 & 0 & 50 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 \cdot 10^{-11} \end{bmatrix}$$

Le vecteur de covariance des bruits de mesure est :

$$v = \begin{bmatrix} 8 \cdot 10^{-3} \\ 8 \cdot 10^{-3} \end{bmatrix}$$

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

$$x_0 = [0.5 \ 0.5 \ 0.2 \ 0.2 \ 0.04]^T$$

3.7 Bloc du Filtre de Kalman étendu

La figure 3.8 ci-dessous montre le schéma Simulink utilisé et est basé sur le bloc du FKE et l'ensemble matériel et logiciel utilisé dans la réalisation. (Voir annexe Figure 3.8).

Ce bloc comporte la transformation de Park et l'alimentation triphasée. Les grandeurs mesurées génèrent les signaux d'entrées du FKE.

3.8 Résultats de simulation

Cette phase consiste à appliquer le FKE à la constante statorique et à la constante Rotorique, à la MAS alimentée par une tension triphasée (réseau), et cela pour l'estimation des flux rotoriques et des constantes de temps. 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.

Première partie : FKE à la constante statorique (Ts)

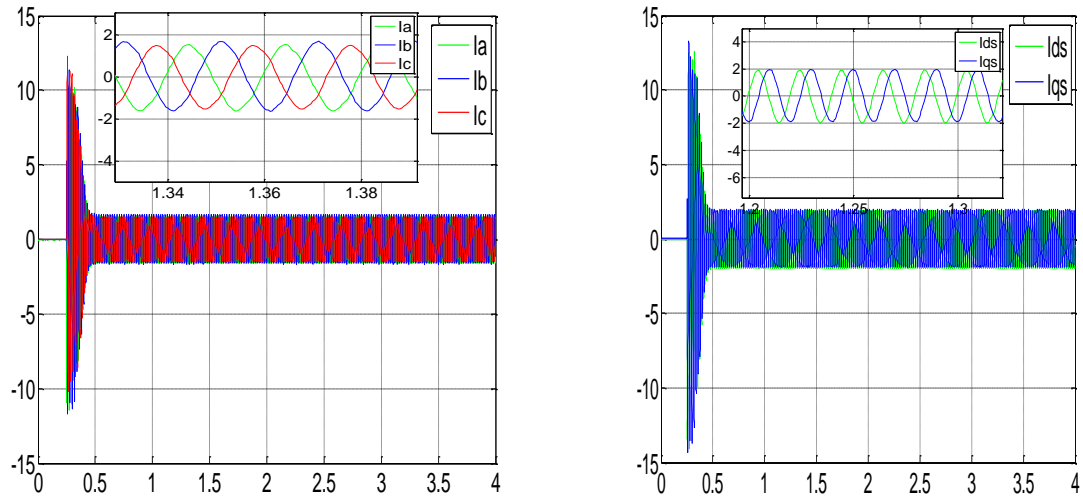


Figure 3.9 Les courants triphasés et ceux de Park

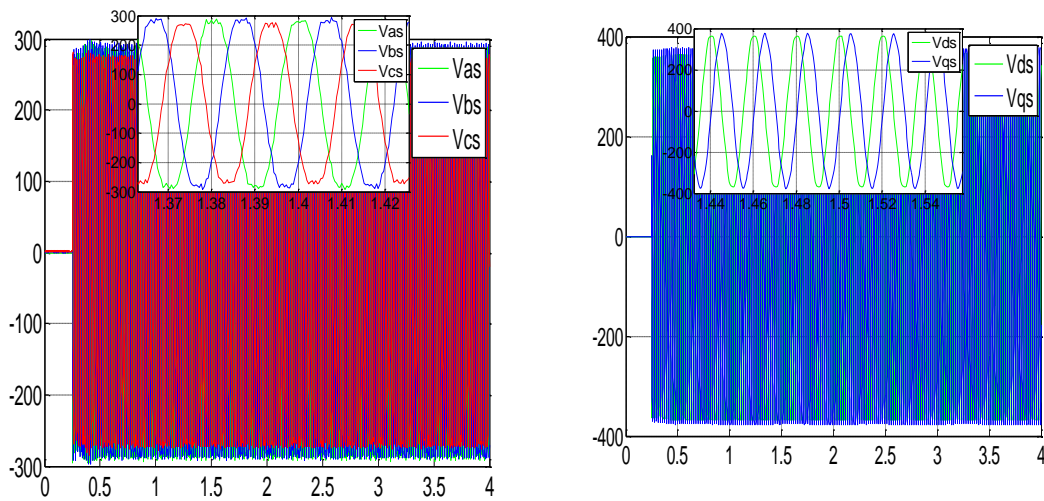


Figure 3.10 L'alimentation triphasée et celle de Park

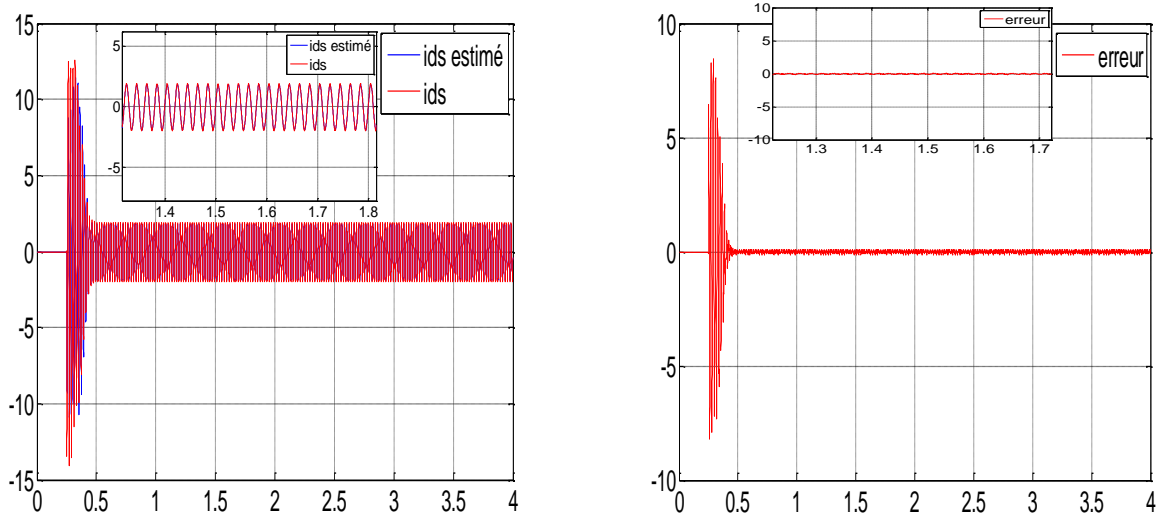


Figure 3.11 Les courants i_{ds} , \hat{i}_{ds} et l'erreur entre eux

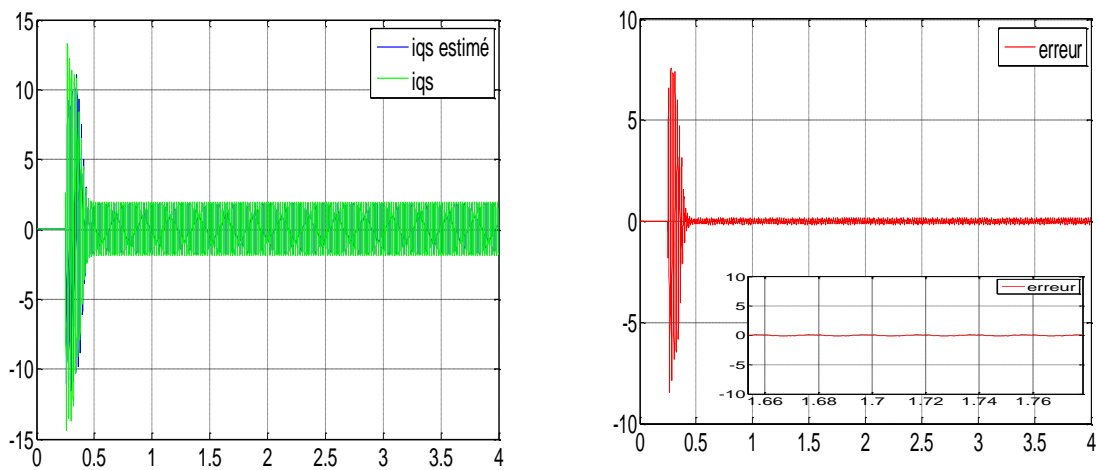


Figure 3.12 Les courants i_{qs} , \hat{i}_{qs} et l'erreur entre eux

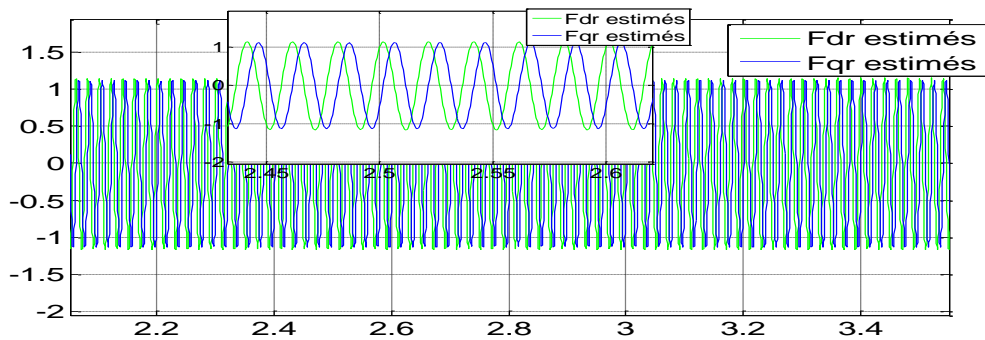


Figure 3.13 Les flux estimés ($\hat{\phi}_{dr}$ et $\hat{\phi}_{qr}$)

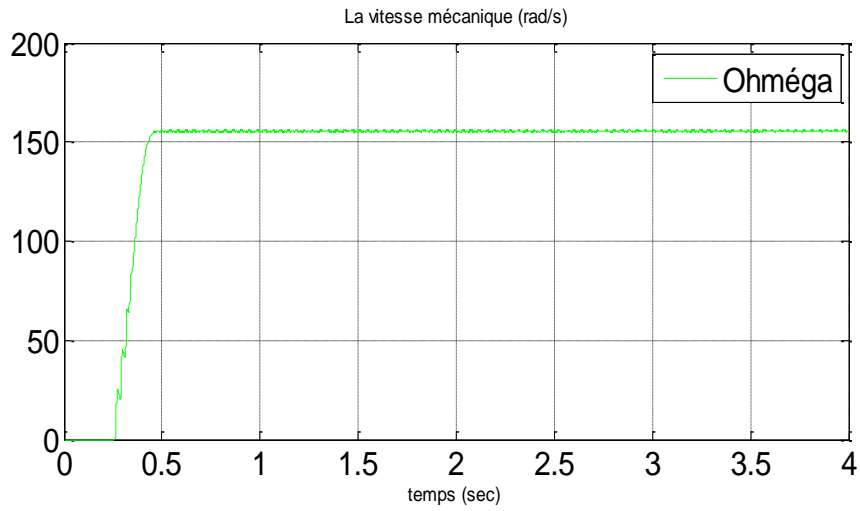


Figure 3.14 La vitesse mécanique de la MAS

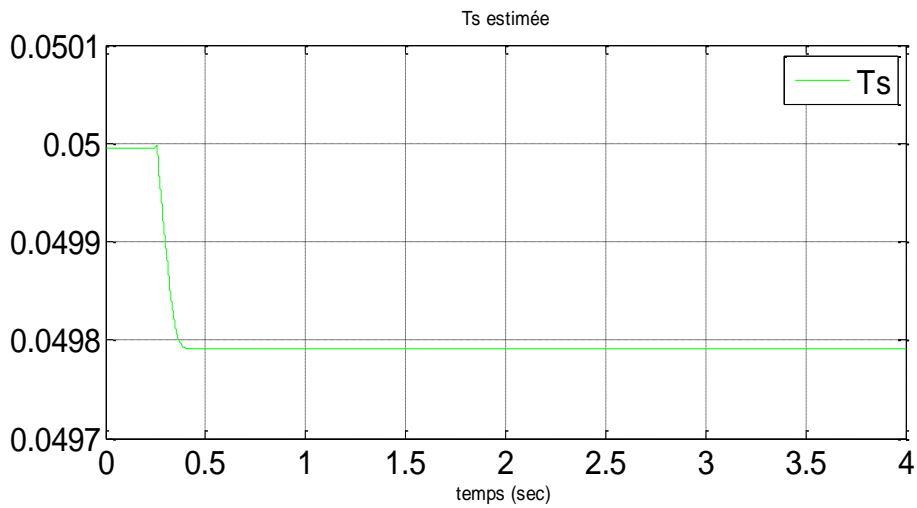


Figure 3.15 La constante statorique T_s estimée

Deuxième partie : FKE à la constante rotorique (T_r)

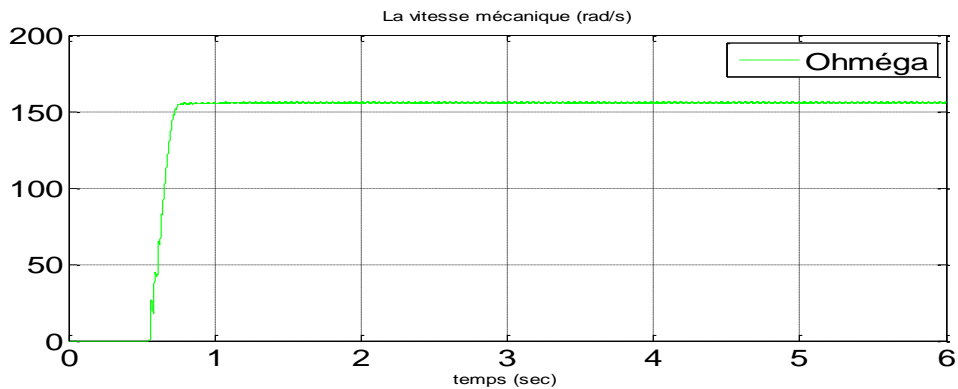


Figure 3.16 La vitesse mécanique mesurée sur T_r

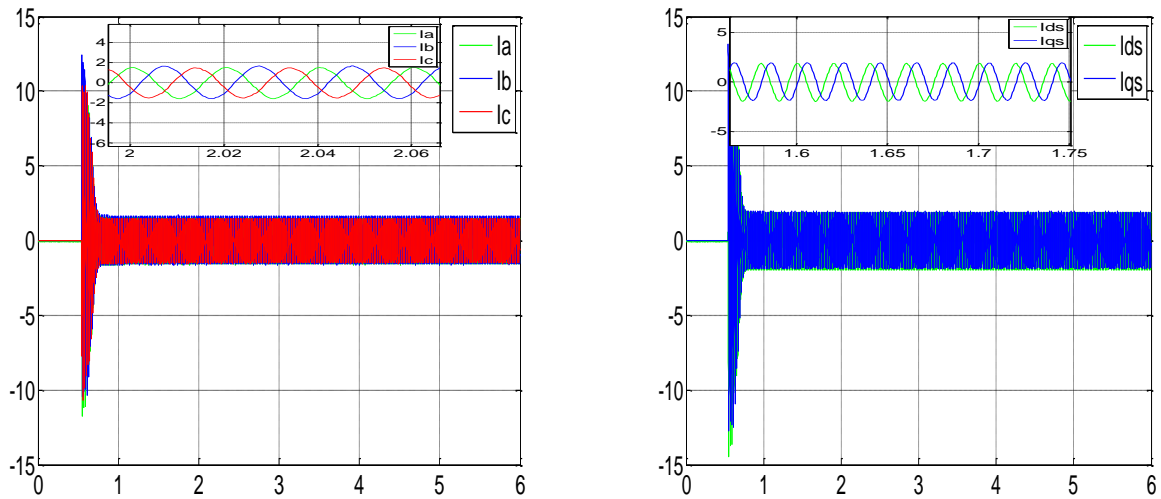


Figure 3.17 Les courants triphasés et ceux de Park

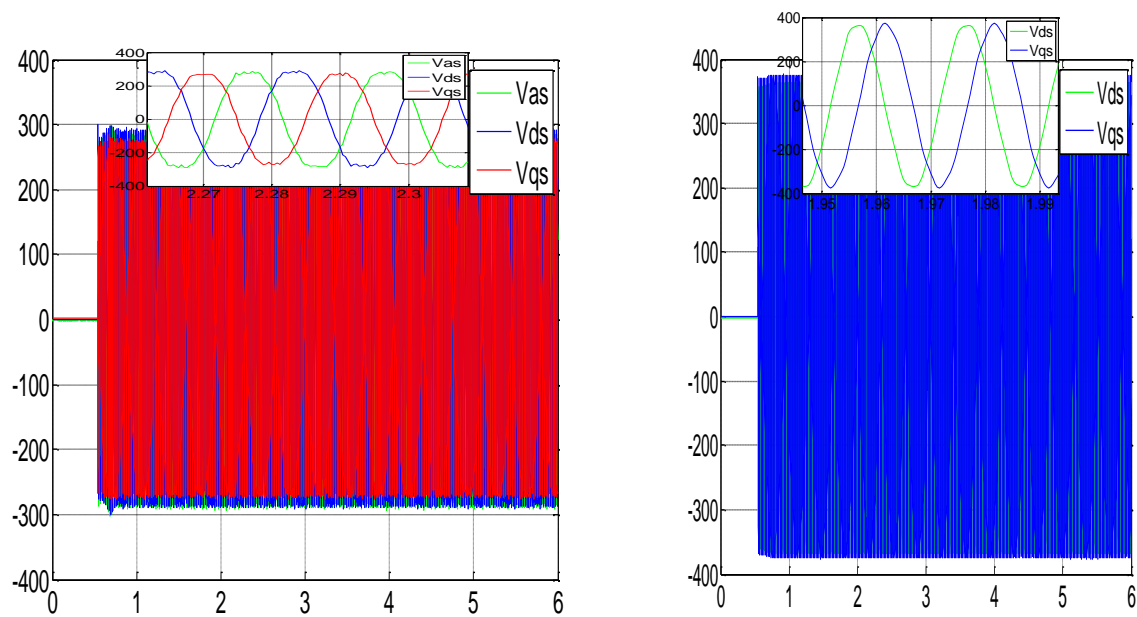


Figure 3.18 L'alimentation triphasée et celle de Park

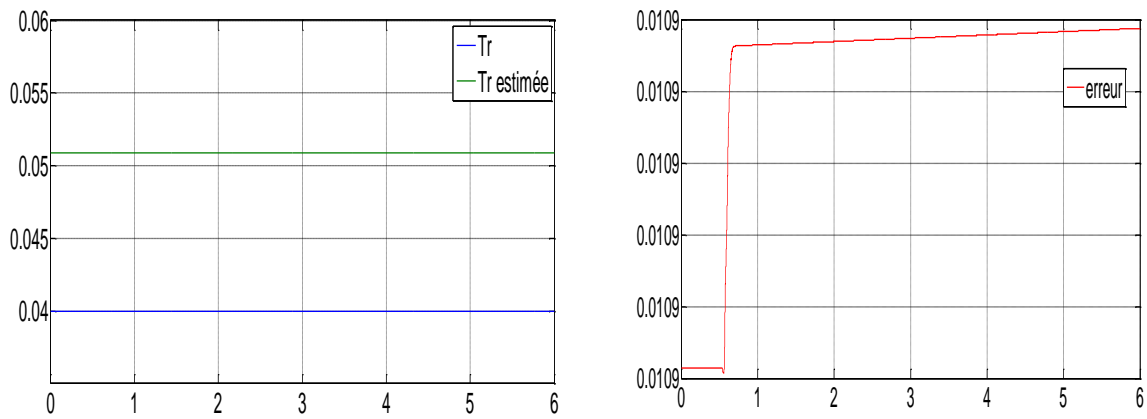


Figure 3.19 La constante rotorique estimée

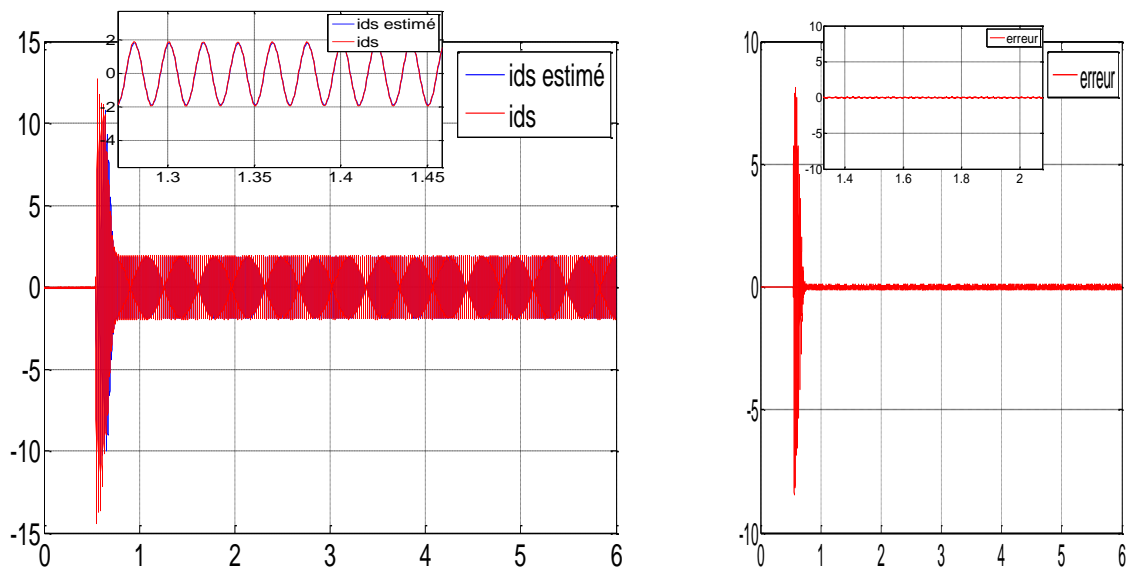


Figure 3.20 Les courants ids , $\widehat{id_s}$ et l'erreur entre eux

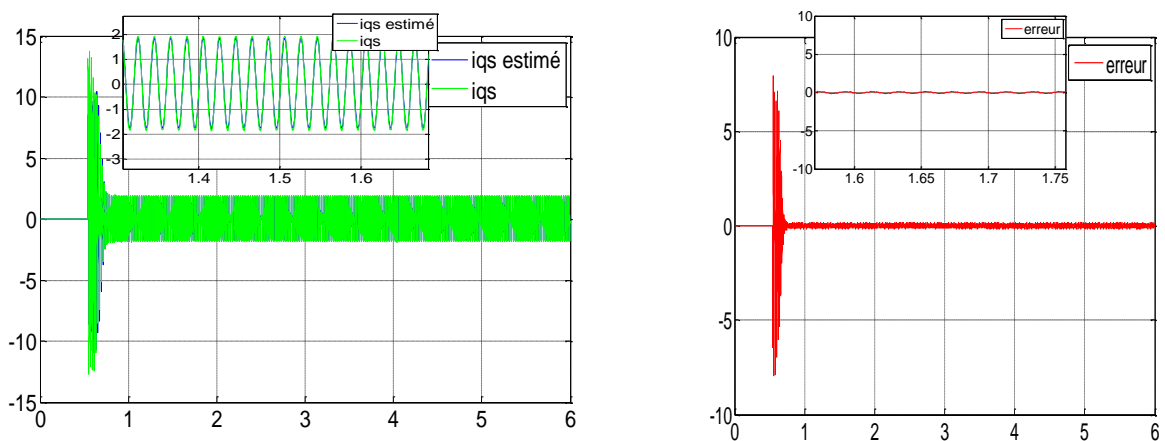


Figure 3.21 Les courants iqs , $\widehat{iq_s}$ et l'erreur entre eux

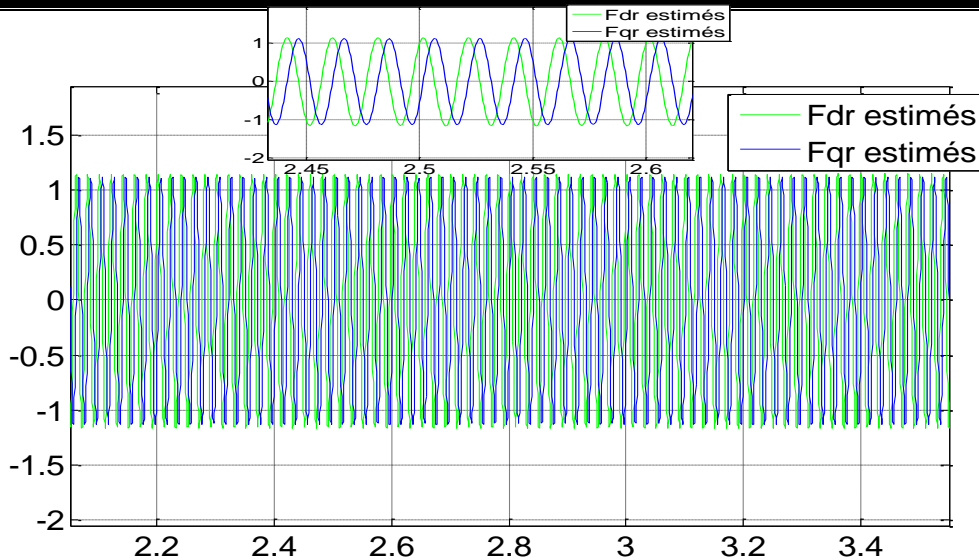


Figure 3.22 Les flux estimés ($\widehat{\phi}_{dr}$ et $\widehat{\phi}_{qr}$)

3.9 Interprétation des résultats

Remarque : L'acquisition réalisée des constantes de temps de la MAS nous permet de valider le résultat de l'estimation de ces grandeurs par le FKE.

Le temps d'échantillonnage minimal utilisé sur la carte est dans ce cas :

$t_e = 0.0004 \text{ s}$. Le démarrage de la machine est fait en plein tension.

Nous constatons que les résultats obtenus expérimentalement sont très similaires à ceux obtenus par simulation. Dans le cas où le démarrage de la MAS est réalisé sous une certaine charge, l'amplitude des courants s'accroît et le couple augmente. Tandis que les flux diminuent légèrement et la vitesse mécanique qui chute avant de tendre vers sa valeur nominale. Malgré les conditions initiales prises pour le FKE, différentes de celles de la MAS, l'estimation des grandeurs est très précise. L'erreur entre les courants mesurés et leurs estimés tend rapidement vers zéro.

3.10 Conclusion

En somme, dans ce chapitre on a exposé l'implémentation du filtre de Kalman étendu aux constantes de temps (statorique et rotorique), sur une carte dSPACE. Ensuite on a présenté la démarche utilisée pour réaliser la simulation en temps réel. De même les outils matériels et logiciels utilisés ainsi que les étapes nécessaires à la réalisation de cette partie du projet ont été présentés.

Chapitre 3 Implémentation sur la carte dSPACE

Les résultats de l'estimation des courants statoriques, des flux rotoriques et des constantes de temps obtenus en temps réel par implémentation du FKE sur la carte dSPACE (DS1104) sont satisfaisants et la validation de ces résultats est réalisée par une comparaison avec les résultats de simulation.

Les machines à courant alternatif, plus particulièrement la machine asynchrone à cage, objet de notre travail, possède de nombreux avantages. L'absence de collecteur lui permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue, un coût de construction plus faible et une vitesse de fonctionnement variable. Par contre sa commande et sa surveillance sont plus complexes, principalement pour le mode de fonctionnement à vitesse variable, car les paramètres de la machine deviennent variables. D'autre part, à cause des contraintes techniques et/ou économiques, un nombre limité de variables d'état de la machine (courants statoriques) sont mesurés.

En effet, 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). L'utilisation des capteurs de flux et de vitesse dans le domaine industriel présente trop d'inconvénients. Il est donc indispensable de synthétiser un observateur ou estimateur, appelé aussi capteur logiciel permettant de remplacer le capteur matériel, pour l'estimation des autres variables d'état non mesurables à partir des mesures des grandeurs électriques (variables d'états mesurables) disponibles. Dans notre travail, l'estimation de ces grandeurs sera effectuée à l'aide du filtre de Kalman étendu à la constante statorique d'une part, et à la constante rotorique d'autre part.

Dans cette optique, on appliquera le filtre de Kalman étendu aux constantes (rotoriques et statoriques), sur la machine asynchrone triphasé à cage pour l'estimation des courants statoriques , des flux rotoriques, et cela expérimentalement, à l'aide de la carte Dspace (DS 1104). La vitesse mécanique est considérée comme une grandeur mesurable dans notre projet.

La carte Dspace est une plateforme logiciel/ matériel destiné 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, profitant des fonctions de haut niveau de Matlab et Simulink.

Pour atteindre cet objectif, notre mémoire sera structuré comme suit :

⊞ Le premier chapitre traite la modélisation de la machine asynchrone dans l'espace d'état après avoir rappelé les concepts de base de son fonctionnement. Différents modèles d'état linéaires et non linéaire de la machine asynchrone sont présentés selon le choix du vecteur d'état retenu pour représenter la machine. Ainsi que les résultats de simulation obtenus sur le logiciel Matlab, et les commentaires.

⊞ Le deuxième chapitre expose les techniques de l'observation d'état linéaire et non linéaire de la machine asynchrone. Dans ce cas la synthèse du filtre de Kalman étendu sera effectuée sur la base du modèle de la MAS pour l'estimation des courants statoriques, des flux rotoriques. Ainsi que les résultats de simulation numériques sous l'environnement Matlab/Simulink, avec interprétation des résultats.

⊞ Le troisième chapitre est consacré à l'implémentation 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.

Enfin des conclusions et perspectives sont exposées. Elles résument les avantages et les inconvénients des observateurs linéaires et non linéaires proposés dans le cadre de ce travail.

- [1] A. Rahal et M.F Edjiri, «Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénierie ; Université Msila 2004.
- [2] T. Lameche, « Développement et Implémentation par Logique Floue d'une Commande DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM », Thèse de magister ; Université de Sétif, 2003.
- [3] R. Fadli et N. Amrani, « Modélisation et Identification de la Machine Asynchrone», Mémoire d'ingénieur ; Université de Sétif, 2000.
- [4] F. NACERI, «La commande vectorielle indirect et directe d'une machine asynchrone alimentée en tension », Mémoire de fin d'étude université de Batna 2000.
- [5] H. Bennadji, C. Hamida et R. Haoumdi, «Contrôle directe de couple de la Machine induction», Thèse licence LMD, centre université d'Eloued 2009.
- [6] O. Ondel, «Diagnostic par reconnaissance des formes: application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone», Mémoire de doctorat l'école centrale de Lyon Octobre 2006.
- [7] N. Brahim et R. Benhamimid, «Commande vectorielle d'un système mono onduleur bimachines asynchrones », Mémoire d'ingénieur en électromécanique ; Université de Msila juin 2006.
- [8] S. Hadad, M. Charif, «Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone», Mémoire ingénieur ; Université Mohamed Boudiaf Msila, 2005.
- [9] R. Abdessemed et M. Kadjoudj « Modélisation des machines électriques » presse de l'université de Batna.
- [10] BENAÏSSA MALIKA, « Minimisation des pulsations du couple dans une commande, directe du couple DTC d'une machine asynchrone » thèse de magister en électrotechnique ; Université de Batna.
- [11] B. Messaoudi, « Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone», thèse de magister ; d'électrotechnique université de Biskra 2007.
- [12] Tian yang, << Une contribution à l'observation et à l'estimation des systèmes linéaires >>, thèse de doctorat ; Ecole Centrale de Lille, 2010.
- [13] Malek GHANES , << Observateur et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique >>, thèse de doctorat ; Ecole Centrale de Nantes, 2005.
- [14] Bouchareb Hanane, << Observateur non linéaire mode glissant >>, mémoire de Magister ; Université Farhat-Abbas – Sétif 1-,2013.

- [15] MERADI Samir, << Estimation des paramètres et des états de la machine asynchrone en vue de diagnostic des défauts rotoriques >>, mémoire de magister ; Université MOHAMED KHIDER de Biskra, 2007
- [16] YAHIA Khaled, << Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé >>, mémoire de magister ; Université de Biskra, 2005.
- [17] Hoteit Ibrahim, << Filtre de Kalman réduits et efficaces pour l'estimation de la donnée en océanographie >>, mémoire de magister ; Université de Joseph Fourier –Grenoble-,2000.
- [18] D. Alazard, << Introduction au filtre de Kalman >>, Notes de cours, Exercices corrigés, Sessions Matlab ; Supaero, Janvier 2005-version 0.0.
- [19] Gabriel BUCHE, << Commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel >>, mémoire d'ingénieur ; Mars 2001.
- [20] www.dspace.de
- [21] www.baghli.com/dspace.php
- [22] Hammani Lokmane, B. Amine, <<Implémentation du Filtre de Kalman sur DSP pour le moteur à induction>>, mémoire de master ; Université Saad Dahlab de Blida, 2015.

Annexe A

Paramètres de la MAS

Puissance nominale (Pn)	1500 watt
Couple max	3.8 Nm
Tension d'alimentation (V)	220/380 (V)
Nombre de paires de pôles (P)	2 paires de pôles
Résistance statorique (Rs)	13.6324 Ohms
Résistance rotorique (Rr)	13.3072 Ohms
Inductance statorique et rotorique (Ls et Lr)	0.67679275 H
Coefficient de frottement visqueux (fv)	0.000643777 g.m ²
Fréquence	50 Hz
Inertie du moteur (J)	0.00177007 N.m.s/rad
Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor	0.6380 H
Constante statorique Ts	0.0496 sec
Constante rotorique Tr	0.0509 sec

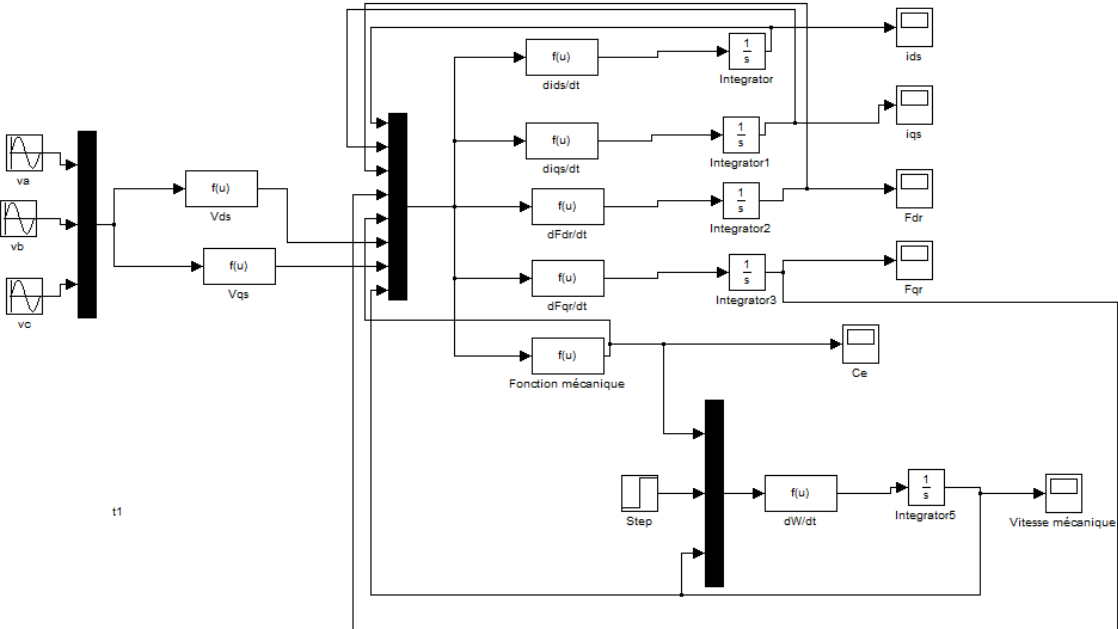
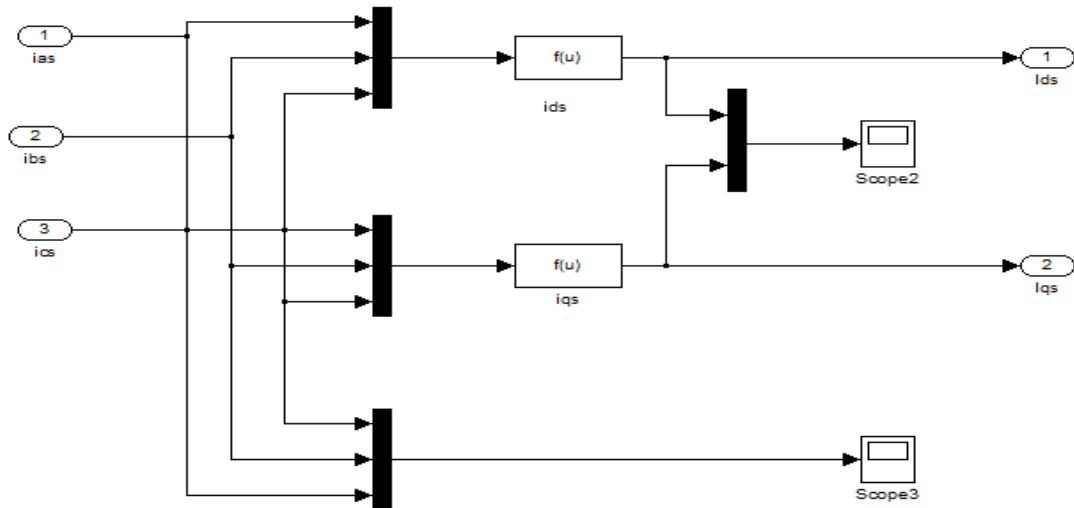


Figure 1.9 Schéma bloc de simulation de la MAS

Annexe B

Le bloc de l'alimentation de Park utilisé dans la partie dSPACE de ce travail.



Transformation courants triphasés – courants de Park

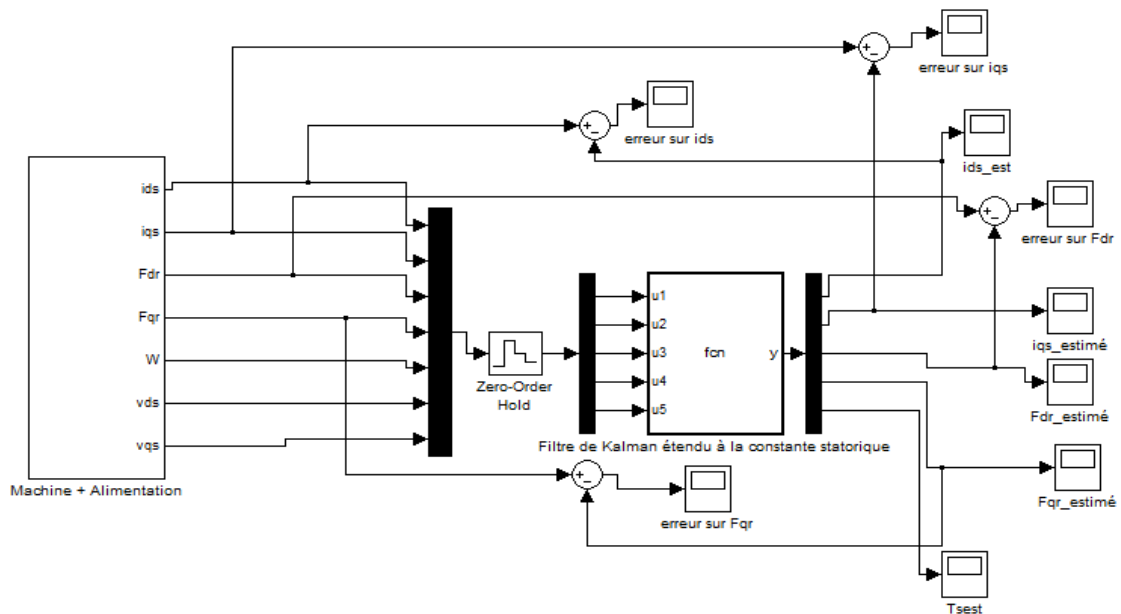
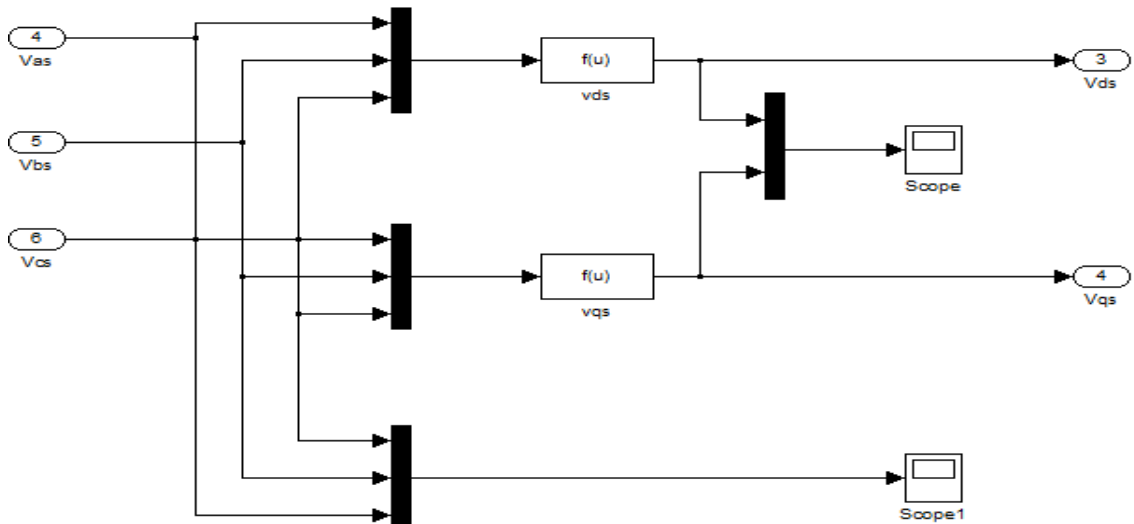


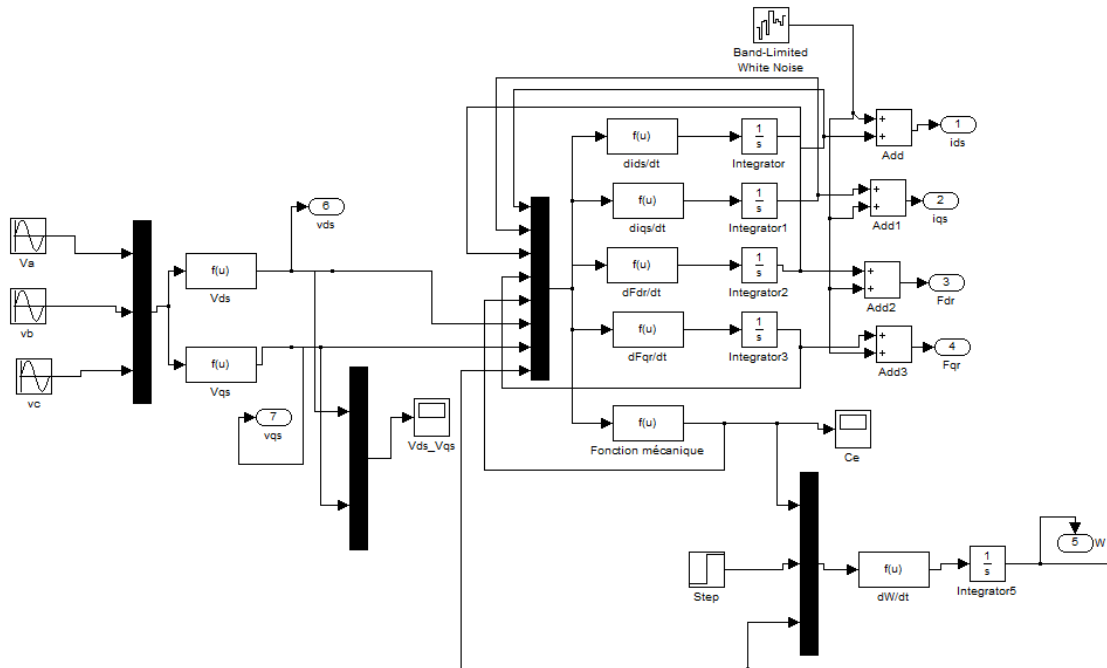
Figure 2.7 Bloc du Filtre de Kalman étendu à T_s



Transformation alimentation triphasée – alimentation biphasée

Annexe C

Bloc machine avec alimentation et l'ajout des bruits pour les étendus



Bloc machine et alimentation avec l'ajout des bruits pour les étendus

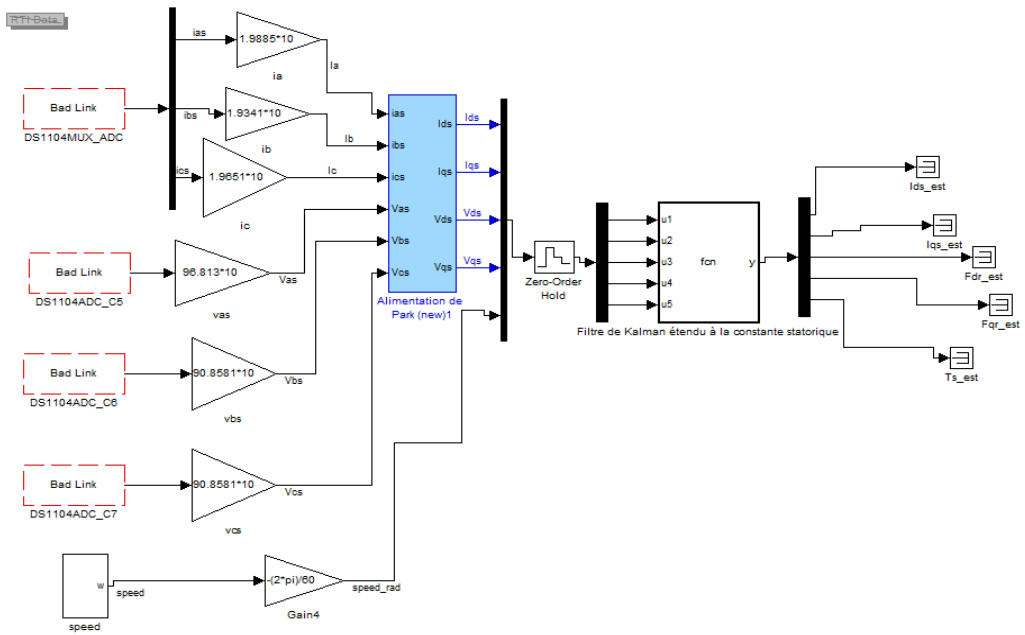


Figure 3.8 Bloc du Filtre de Kalman Etendu avec les blocs de la DS1104