



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar - El Oued

Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Étude
En vue de l'obtention du diplôme de
MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Thème

**Estimation des paramètres et de la vitesse d'une
machine asynchrone en utilisant le filtre de
Kalman étendu**

Présenté par :

SAHRAOUI Ouidad

HAZIL Ouarda

Encadré par :

Dr. KECHIDA Ridha

Année universitaire 2019/2020

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar - El Oued

Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Étude
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Thème

**Estimation des paramètres et de la vitesse d'une
machine asynchrone en utilisant le filtre de
Kalman étendu**

Présenté par :

SAHRAOUI Ouidad

HAZIL Ouarda

Encadré par :

Dr. KECHIDA Ridha

Année universitaire 2019/2020



Remerciement

Remerciements à **Dieu** – le tout puissant – qui nous a aidé à réaliser
ce modeste travail.

Nous tenons à remercier encadreur Monsieur **KECHIDA Ridha**
d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période.

Nos remerciements vont aussi au président du jury
et aux membres du jury examinateurs qui nous fait l'honneur
de participer au jury de ce travail.

Et enfin nous remercions l'ensemble, enseignants et collègues de notre.

Ouidad
Ouarda



Dédicace

Je dédie ce mémoire:

A ma chère mère

la personne la plus chère dans le monde,

la lumière de ma vie,

la source et symbole de tendresse, celle qui a souffert et a sacrifié

les plus belles années de sa vie pour me voir un jour réussir,

je lui souhaite une vie pleine de bonne santé,

que **DIEU** la protège toujours.

À mon cher frère Ilyasse

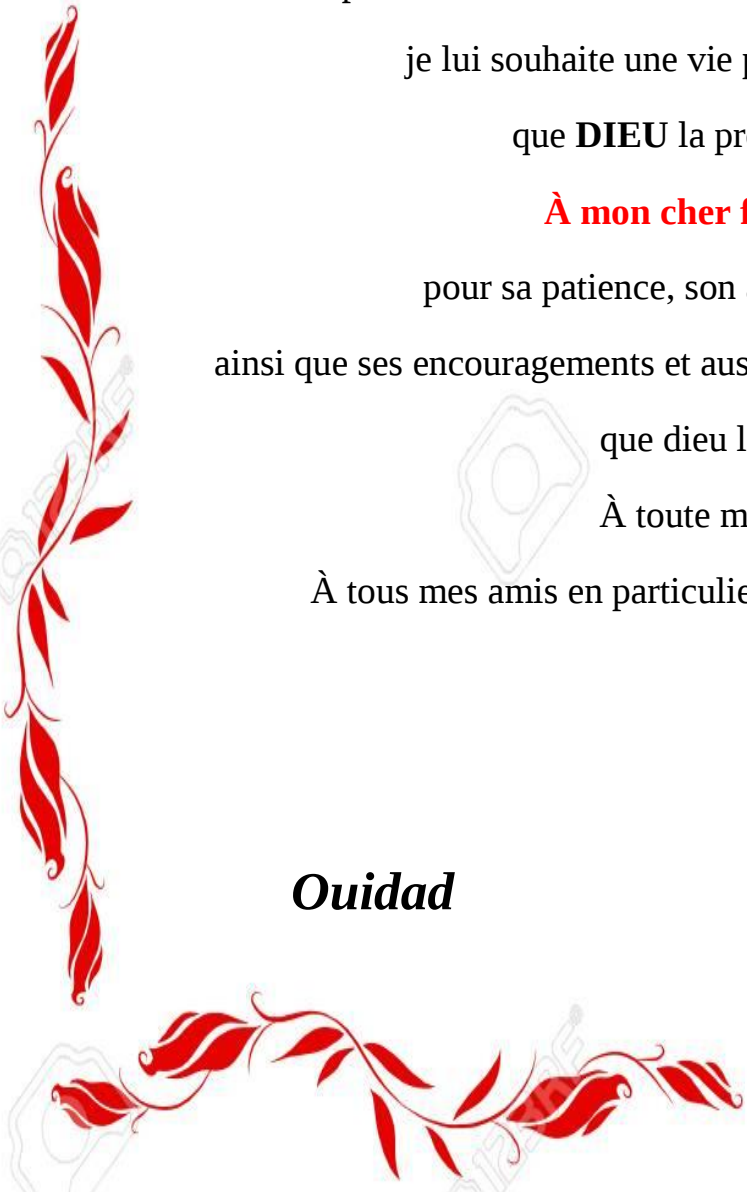
pour sa patience, son amour et son soutien

ainsi que ses encouragements et aussi tous les sacrifices qu'il a enduré

que dieu le gardes.

À toute ma famille

À tous mes amis en particulier: Ouarda, Wisam, Nariman



Ouidad





Dédicace

Je dédie ce mémoire:

À ma chère mère Alatra

et à mon cher père Abd allah

À mon cher mari Tahar Chikha Mabrouk

et ma fille chérie Ghoufran

À daya Yamina, youma Fatma et baba Ali

À mon prédécesseur Fathi

et Fatiha, Rahma, Abir

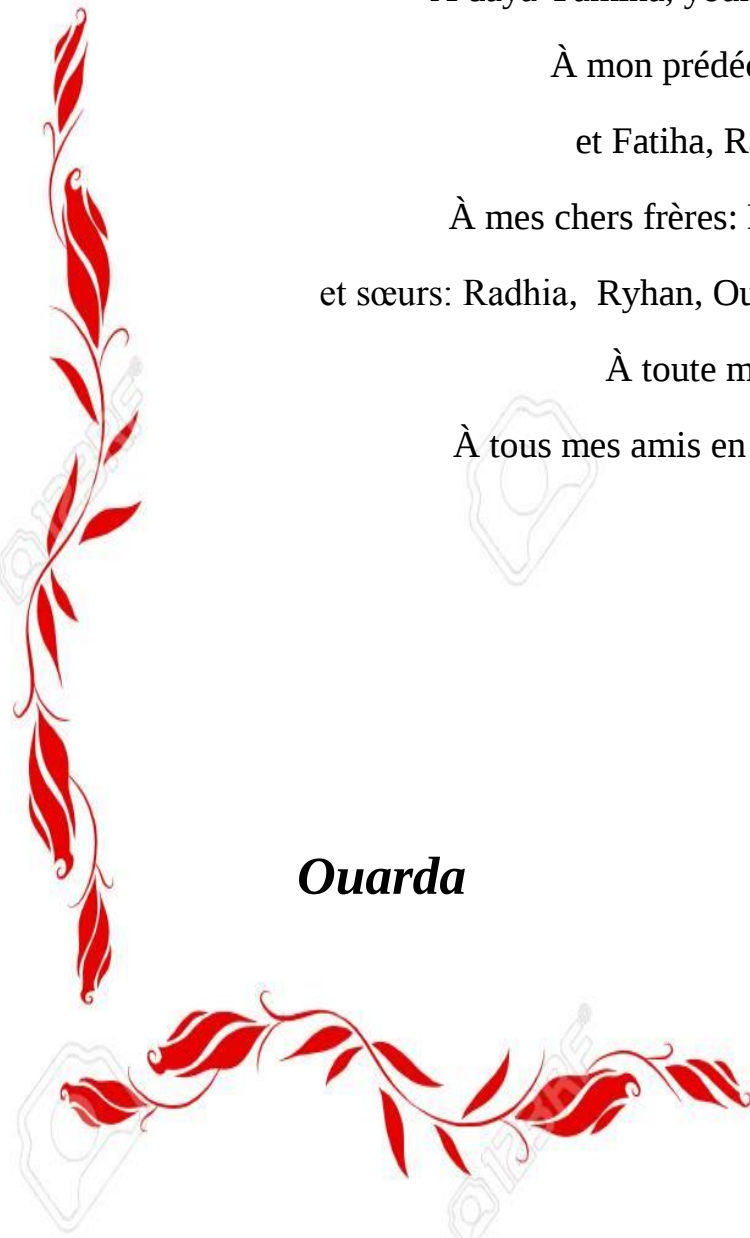
À mes chers frères: Mesbah, Abd enour

et sœurs: Radhia, Ryhan, Oum Alkhir, Roukaya, Ikram

À toute ma famille

À tous mes amis en particulier: Ouidad

Ouarda



Résumé:

L'obtention de hautes performances avec une machine asynchrone demande des commandes complexes qui nécessitent notamment la connaissance des paramètres et des états rotoriques. Or, ces derniers de la machine asynchrone à cage sont par nature inaccessibles. Par conséquent, leur estimation s'impose, et dans ce contexte, notre travail consiste à estimer le modèle d'état de la machine asynchrone par le filtre de Kalman standard, puis la vitesse du rotor. Pour cela on a dû présenter le modèle de la machine asynchrone, puis le filtre de Kalman standard et étendu. Enfin l'application de l'observateur de Kalman pour l'estimation d'état et des paramètres a donnée de bons résultats.

Mots clé: Filtre de Kalman, Machine asynchrone, Estimation, Vitesse rotorique.

Abstract:

Obtaining high performance with an asynchronous machine requires commands complex which require in particular the knowledge of the rotor parameters and states. However, the latter of the asynchronous cage machine are by nature inaccessible. Therefore, their estimation is necessary, and in this context, our work consists in estimating the state model of the asynchronous machine by the standard Kalman filter, then the speed of the rotor. For this we had to present the model of the asynchronous machine, then the standard and extended Kalman filter. Finally, the application of the Kalman observer for the estimation of state and parameters has given good results.

Keywords: Kalman filter, Asynchronous machine, Estimation, Rotor speed.

ملخص:

يتطلب الحصول على أداء عالي باستخدام آلة غير متزامنة أوامر معقدة والتي تتطلب على وجه الخصوص معرفة المعلومات وحالات الدوار. ومع ذلك، فإن هذا الأخير من آلة القفص غير المتزامن غير قابل للوصول بطبيعته. لذلك، تقديرهم ضروري، وفي هذا السياق، يتكون عملنا من تقدير نموذج الحالة للآلة غير المتزامنة بواسطة مرشح كالمان القياسي، ثم سرعة الدوار. لهذا كان علينا تقديم نموذج الآلة غير المتزامنة، ثم مرشح كالمان القياسي والممتد. وأخيرًا، فإن تطبيق مراقب كالمان لتقدير الحالة والمعلومات أعطى نتائج جيدة.

الكلمات المفتاحية: مرشح كالمان، آلة غير متزامنة، تقدير، سرعة الدوار.

Sommaire

Remerciement	I
Dédicace 01.....	II
Dédicace 02.....	III
Résumé.....	IV
Sommaire.....	V
Liste des Tableaux.....	VIII
Liste des Figures.....	IX
Notation et symboles	XI
Introduction générale.....	01
Chapitre I: Généralité sur les machines asynchrones	
I.1.Introduction	03
I.1.1.Historique sur les machines asynchrones.....	03
I.2. Principe de fonctionnement	04
I.2.1. Le glissement	05
I.2.2. Vitesse de synchronisme.....	05
I.3.Constitutiondes machines asynchrones	06
I.3.1.Stator	06
I.3.2.Rotor	06
I.3.3.Les paliers.....	07
I.4. Types des moteurs asynchrones	07
I.4.1. Moteur à rotor bobiné	07
I.4.2. Moteur à cage d'écureuil.....	07
I.4.2.1. Moteur à cage.....	07
▪ Moteur à double cage	08
▪ Moteur à encoche profond	08
I.4.3. Moteur linéaire	08
I.5.Classification des moteurs	09
I.6.Les critères pour choisir un moteur asynchrone dans l'industrie	11
I.7.Avantages et inconvénients du moteur asynchrone.....	12
I.8.Conclusion	13

Chapitre II : Modélisation et simulation du moteur asynchrone

II.1. Introduction	15
II.2. Hypothèse simplificatrices	15
II.3. Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	16
II 4. Equations générales de la machine asynchrone triphasée	16
II.4.1. Les équations électriques.....	16
▪ Au stator.....	16
▪ Au rotor	17
II.4.2.Équation magnétique :.....	17
▪ Pour le stator.....	17
▪ Pour le rotor.....	17
II.4.3. Equations mécaniques	18
II.5. Transformation de PARK	18
II.6. Equations de la machine selon les axes (U, V)	20
II.6.1. Equations électriques	20
II 6.2. Equations magnétiques	21
II 7. Les différents référentiels	21
II.8. La machine asynchrone dans le repère lié au stator (α , β)	21
II.8.1. Equations électriques.....	22
II.8.2. Equation magnétique	22
II.8.3. Equations mécaniques.....	22
II.9. Modèle dynamique de la machine asynchrone	22
II.9.1. Modèle d'état continu.....	23
II.9.2. Modèle discret de la machine asynchrone	24
II.10. Résultats de simulation	25
II.10.1.Interprétation des résultats de simulation:.....	25
II.13. Conclusion:.....	27

Chapitre III: Etude du filtre de Kalman

III.1.Introduction	29
III.2.Evolution Historique du filtre de Kalman	29
III.3.Domains d'utilisation	29
III.4. L'estimateur	30
III.5. Les observateurs.....	30

III.5.1. Les observateurs déterministes	30
III.5.2. Les observateurs stochastiques	30
III.5.3. Principe de fonctionnement de l'observateur	31
III.6.Filtre de Kalman	31
III.6.1.Définition	31
III.6.2.Principe du Filtre de Kalman	32
III.6.3.Présentation du filtre de Kalman standard	32
III.6.4.Fonctionnement du filtre de Kalman	33
▪ La phase de prédiction.....	33
▪ La phase de mise à jour (correction)	34
III.6.5.Filtre de Kalman et estimation paramétrique	34
III.7.Algorithme du filtre de Kalman	35
III.8.Choix des valeurs initiales	36
III.9. Le Filtre de Kalman Etendu	37
III.10.Conclusion	40

Chapitre IV: Estimation de la vitesse et la résistance rotoriques par le filtre de Kalman étendu

IV.1. Introduction	42
IV.2. Technique d'estimation.....	42
IV 3. Application du filtre de Kalman à la machine asynchrone	42
IV.4. Résultats de simulation.....	43
IV.4.1. Interprétation des résultats de simulation.....	45
IV.5. Application du filtre de Kalman étendu à la MAS	45
IV.6. Estimation de la vitesse rotorique	45
IV.7. Résultats de simulation	46
IV.7.1. Interprétations des résultats de simulation.....	48
IV.8. Estimation de la résistance rotorique.....	49
IV.9. Résultats de simulation.....	50
IV.9.1. Interprétations des résultats de simulation.....	52
IV.10. Conclusion	52
Conclusion général.....	53
Annexe.....	54
Référence.....	55

Liste des tableaux

Tableau (1.1) : Vitesses de synchronisme en fonction du nombre de pôles et de la fréquence du courant.....	05
---	----

Liste des figures

Chapitre I: Généralité sur les machines asynchrones

Figure (I.1): Principe de fonctionnement	04
Figure (I.2): Stator d'une machine asynchrone	06
Figure (I.3): Rotor de la machine asynchrone triphasée à cage.....	06
Figure (I.4): Tôle utilisé pour la réalisation des cages à double encoche.....	08
Figure (I.5): principe de fonctionnement des trains maglev.....	09
Figure (I.6): formes d'encoches pour différent classe du moteur	09
Figure (I.7): Courbe du couple en fonction de la vitesse pour moteurs de classe B, C et D.	11
Figure (I. 8) : Les critères pour choisir un moteur asynchrone dans l'industrie.....	12

Chapitre II : Modélisation et simulation du moteur asynchrone

Figure (II.1): Représentation spatial des enroulements de la MAS.....	16
Figure (II.2): Représentation schématique de la MAS.....	19
Figure (II.3): Schéma bloc pour la simulation.....	25
Figure (II.4): Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée par une source triphasée.....	26

Chapitre III: Etude du filtre de Kalman

Figure (III.1): La structure générale d'un estimateur	30
Figure (III.2) : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.....	31
Figure (III.3) : Les étapes du filtre de Kalman.....	33
Figure (III.4): Organigramme du filtre de Kalman.....	36
Figure (III.5): La structure globale du FKE.....	37
Figure (III.6): Schéma de Principe du Filtre de Kalman Etendu.....	40

Chapitre IV: Estimation de la vitesse et la résistance rotoriques par le filtre de Kalman étendu

Figure (IV.1): Le courant statorique et son estimé avec l'erreur d'estimation.....	44
Figure (IV.2): Le flux rotorique et son estimé avec l'erreur d'estimation.....	44
Figure (IV.3): La vitesse rotorique et le couple électromagnétique.....	44

Figure (IV.4): Modèle d'estimation la vitesse rotorique.....	47
Figure (IV.5): Résultats de simulation de technique le EFK pour estimer la vitesse de rotation.....	48
Figure (IV.6): Modèle d'estimation la résistance rotorique.....	50
Figure (IV.7): Evolution de la vitesse de rotation réelle, estimée et son erreur d'estimation	51
Figure (IV.8): Le couple électromagnétique.....	51
Figure (IV.9): Evolution de résistance réelle, estimée et son erreur d'estimation.....	51

Notation et symboles

MAS :	Machine asynchrone.
FKE:	Filtre de Kalman étendu.
U, V:	Tension [V]
I, i:	Courant [A]
f:	Fréquence [Hz]
l:	Inductance propre.
g:	Glissement.
Ω :	Vitesse de rotation mécanique [rd / s]
N_s :	Vitesse de synchronisme ou vitesse du champ tournant en tr/min.
N_r :	Vitesse rotorique ou vitesse d'exploitation en tr/min.
p:	Nombre de paires de pôles.
A, B, C :	Axes liés aux enroulements triphasés statoriques.
a, b, c :	Axes liés aux enroulements triphasés rotoriques.
d, q :	Axes de référentiel de Park.
$[P(\theta)]$:	Matrice de Park
$[P(\theta)]^{-1}$:	Matrice inverse de Park.
$C(\theta)$:	Matrice de Clarke
M :	Inductance mutuelle entre phases
θ :	Angle entre le stator et le rotor.[Rad]
V_{sABC} :	Tension statorique phase A, B ou C. [V]
V_{rABC} :	Tension rotorique phase A, B ou C. [V]
$V_{s\beta,\alpha}$:	Tension statorique sur les axes β,α . [V]
V_{sdq} :	Tension statorique sur les axes d, q. [V]
I_{sABC} :	Courant rotorique phase A, B ou C. [A]
$I_{s\beta,\alpha}$:	Courant statorique sur les axes β,α . [A]
I_{sdq} :	Courant statorique sur les axes d, q. [A]
I_{rdq} :	Courant rotorique sur les axes d, q. [A]
R_s :	Résistances statorique [Ω]
R_r :	Résistances rotorique [Ω]
M_s :	Inductance mutuelle entre phases statoriques. [H]
M_r :	Inductance mutuelle entre phases rotorique. [H]
M:	Inductance mutuelle entre le stator et le rotor. [H]

L_s :	Inductance statorique par phase. [H]
L_r :	Inductance rotorique par phase. [H]
$T_s = L_s / R_s$:	Constante du temps statorique [s]
J :	Moment d'inertie des masses tournantes. [kg.m ²]
C_r :	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine. [N.m]
C_{em} :	Couple électromagnétique. [N.m]
α, β :	Indice des axes direct et quadrature du référentiel lié au stator
θ_s :	Angle d'un axe lié au champ tournant par rapport au repère du stator.[rad]
s, r :	Indice du stator et du rotor.
T_e :	Période d'échantillonnage [s]
σ :	Coefficient de dispersion total de Blondel.
Q :	Matrice de covariance de bruit d'état.
R :	Matrice de covariance de bruit de mesure.
ω_k :	Bruit d'état.
V_k :	Bruit de mesure.
0 :	indice de l'axe homopolaire.
x :	Vecteur d'état.
y :	Vecteur de sortie.
K :	Le gain.
$E\{.\}$:	Espérance mathématique.
X_0 :	L'état initial du système.
P_0 :	Matrice de covariance d'état.
A :	Matrice d'évolution.
B :	Matrice de commande (d'entrée).
C :	Matrice d'observation.
A_d :	Matrice d'évolution discrétisés.
B_d :	Matrice de commande discrétisés.
C_d :	Matrice d'observation discrétisés.

Introduction générale

Les actionneurs électriques jouent un rôle très important dans l'industrie, plus particulièrement dans les systèmes de production à vitesse variable. Les machines à courant alternatif, plus particulièrement la machine asynchrone à cage. Cette machine est un système non linéaire et multi variable, qui peut être soumis à des variations paramétriques qui conduisent à des incertitudes sur l'ensemble des mesures des variables d'état disponibles. [1]

Cependant, le besoin d'information sur l'état d'un système est motivé par le fait qu'elle est une étape importante voire indispensable pour la synthèse de lois de commande, pour la modélisation (identification), la détection et le diagnostic de défauts ou la supervision des systèmes industriels. Récemment, beaucoup de méthodes et techniques d'estimation des états et paramètres, sans capteurs, ont été développées. En effet, la présence de capteurs rend les techniques d'estimation coûteuses et fragiles, ce qui contribue éventuellement à la dégradation de leurs performances.

L'estimation des paramètres représente l'art et la science de construction de modèles mathématiques des systèmes dynamiques à partir des données d'entrée-sortie mesurées. Elle peut être considérée comme l'interface entre le monde réel des applications et le monde mathématique du contrôle ou de diagnostic. Dans les techniques d'estimation basées sur des modèles, ces derniers, peuvent être linéaires ou non linéaires, déterministes ou stochastiques. [2]

Le filtre de Kalman est un outil mathématique récursif permettant d'estimer l'état d'un système dynamique à partir d'une série de mesures incomplètes ou bruitées. [3]

L'objectif principal de notre présent travail consistera donc à l'estimation par l'observateur de Kalman étendu, des états et des paramètres de la machine asynchrone et par conséquent en minimisant le nombre de capteurs matériels on améliore la fiabilité des systèmes de production à base de machines électriques et on augmente les connaissances nécessaires à la mise en œuvre des procédures de commande, de surveillance et diagnostic de ces systèmes.

Ce mémoire est subdivisé en quatre chapitres :

- Le premier chapitre, présente une vue globale sur les machines asynchrones triphasées.
- Le deuxième, présente la modélisation de la machine asynchrone, ainsi que les équations d'états qui lui sont dédiées.
- Au troisième, le filtre de Kalman a été passé en revue d'une manière suffisante et sans trop insister sur les calculs mathématiques.
- Tandis que dans le quatrième, on a effectivement appliqué le filtre de Kalman standard et étendu pour estimer, la vitesse rotorique et la résistance rotorique.

En fin, on conclura par une synthèse sur le travail.

Chapitre I

Généralité sur les machines asynchrones

Chapitre I

Généralité sur les machines asynchrones

I.1. Introduction:

La machine asynchrone, connue également sous le nom de la machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient. La machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme le moteur dans une gamme de puissance allant de quelque centaine de watts à plusieurs milliers de kilowatts.

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager. Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur, mais toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice; c'est par exemple le cas des éoliennes [4].

I.3. Historique sur les machines asynchrones :

La paternité de la machine asynchrone est controversée entre trois inventeurs : en 1887, *Nicola Tesla* dépose un brevet sur la machine asynchrone, puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets. Pendant la même période *Galileo Ferraris* publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888. En 1889, *Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski*, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé (Le triphasé est un système de trois tensions sinusoïdales de même fréquence qui sont déphasées entre elles à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891.

Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, la machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts.

Quand la machine asynchrone est alimentée par un réseau à fréquence fixe, il est difficile de faire varier sa vitesse. En outre, au démarrage, le couple est faible et le courant appelé est très élevé. Deux solutions historiques ont résolu ce dernier problème : le rotor à encoches profondes

et le rotor à double cage découvert en 1912 par *Paul Boucherot*. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, l'alimentation par un onduleur (Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de délivrer des tensions et des courants...) à fréquence variable, permet maintenant de démarrer la machine convenablement et de la faire fonctionner avec une vitesse réglable dans une large plage. C'est pourquoi il est utilisé pour la motorisation des derniers TGV ainsi que des nouveaux métros. [5]

I.2. Principe de fonctionnement :

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. L'enroulement du rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Il s'y déclenche donc des courants de Foucault (qui peuvent exister puisque la spire est refermée sur elle-même). Ces courants créent une force de Laplace qui tend à mettre la spire en rotation pour s'opposer à la cause qui leur a donné naissance, d'après la loi de Lenz. Le rotor en court-circuit part ainsi à la "poursuite" du champ magnétique tournant.

La machine est dite asynchrone car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique. En effet, dans ce cas, vu dans le référentiel du rotor, il n'y aurait pas de variation de champ magnétique ; les courants s'annuleraient, de même que le couple qu'ils produisent, et la machine ne serait plus entraînée. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée vitesse de glissement. [6]

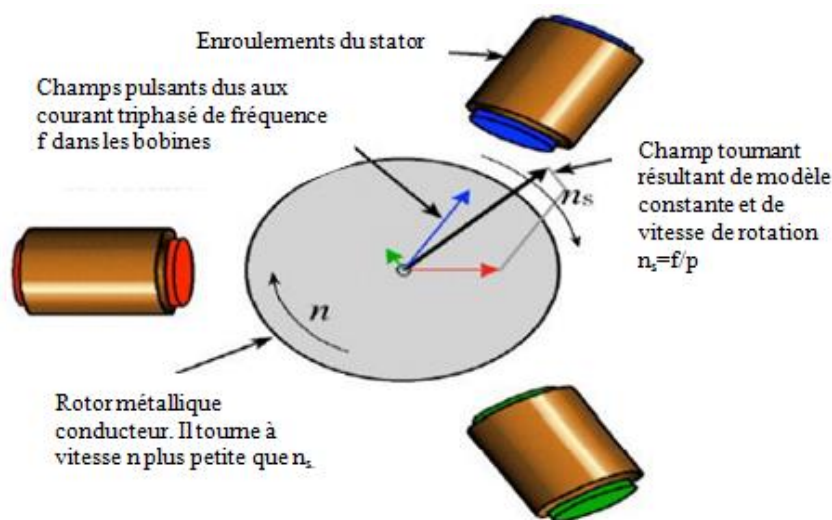


Figure (I.1) : Principe de fonctionnement.

I.2.1. Le glissement :

Le couple moteur ne peut exister que si un courant induit circule dans la spire. Ce couple est déterminé par le courant qui circule dans la spire et qui ne peut être que s'il existe une variation de flux dans cette spire. Il faut donc qu'il y ait une différence de vitesse entre la spire et le champ tournant. C'est la raison pour laquelle un moteur électrique fonctionnant suivant le principe que nous venons de décrire est appelé "moteur asynchrone".

La différence entre la vitesse de synchronisme (N_s) et celle de la spire (N_r) est appelée "glissement" (g) et s'exprime en % de la vitesse de synchronisme. [7]

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s} 100 \quad (\text{I.1})$$

I.2.2. Vitesse de synchronisme

La vitesse de synchronisme des moteurs asynchrones triphasés est proportionnelle à la fréquence du courant d'alimentation et inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles constituant le stator.

$$N_s = 60 \frac{f}{p} \quad (\text{I.2})$$

Avec : N_s : vitesse de synchronisme en tr/min

f : fréquence en Hz.

p : nombre de paires de pôles.

Pour les fréquences industrielles de 50 Hz et 60 Hz et pour une fréquence de 100 Hz, les vitesses de rotation du champ tournant, ou vitesses de synchronisme, en fonction du nombre de pôles, sont données dans le tableau (I.1).

Dans la pratique, il n'est pas toujours possible d'augmenter la vitesse d'un moteur asynchrone en l'alimentant sous une fréquence supérieure à celle pour laquelle il est prévu, même si la tension est adaptée. Il convient en effet de vérifier si ses conceptions mécaniques électriques le permettent.

Tableau (I.1): Vitesses de synchronisme en fonction du nombre de pôles et de la fréquence du courant

Nombre de pôles	Vitesse de rotation en tr/min		
	50 Hz	60 Hz	100 Hz
2	3000	3600	6000
4	1500	1800	3000
6	1000	1200	2000
8	750	900	1500
10	600	720	1200
12	500	600	1000
16	375	540	750

I.3. Constitution des machines asynchrones :

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

I.3.1. Stator : (partie fixe où primaire), anneau de tôles encoché à l'intérieur et portant un enroulement triphasé semblable à celui d'un alternateur. Cet enroulement est presque toujours relié à la source et constitue le primaire [8]. On utilise des tôles minces dont l'épaisseur varie entre 0.35 et 0.50 mm pour minimiser les pertes dans les circuits magnétiques. [9]

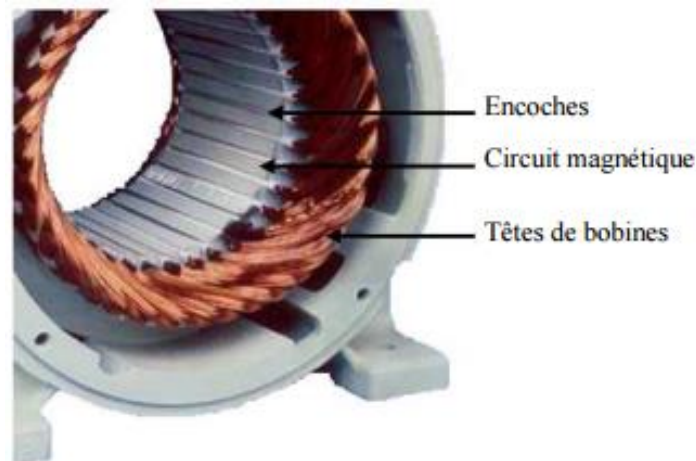


Figure (I.2): Stator d'une machine asynchrone

I.3.2. Rotor : (partie tournante où secondaire), le rotor est un anneau de tôles rainuré à l'extérieur est monté sur un axe de rotation, concentrique au primaire et séparé de ce dernier par un entrefer étroit d'épaisseur constante. Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit constituant le secondaire. On distingue principalement deux types de structures de rotors, le rotor bobiné et le rotor à cage d'écureuil.

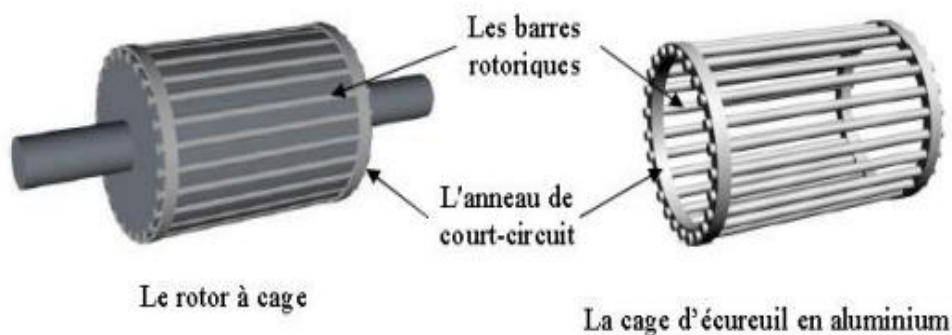


Figure (I.3): Rotor de la machine asynchrone triphasée à cage

Le rotor bobiné porte un enroulement du même type que celui du stator, il permet, en reliant les trois bornes (si le bobinage est triphasé), à trois bagues sur lesquelles s'appuient trois balais, d'avoir accès aux phases rotoriques pour en modifier, par exemple, les caractéristiques. Dans le

cas de rotors à cage d'écureuil (Fig.I.3), les conducteurs sont réalisés par des barres massives de cuivre introduites dans les encoches du rotor, ces barres sont reliées à leurs extrémités par deux anneaux qui les court-circuitent.

I.3.3. Les paliers permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, ils sont constitués de flasques et de roulement à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. [10]

I.4. Types des moteurs asynchrones :

Les différents types des moteurs asynchrones ne distinguent que par le rotor. Dans tous les cas, le stator reste, au moins dans son principe, le même : il est constitué d'un enroulement bobiné réparti à l'intérieur d'une carcasse cylindrique faisant office de bâti et logé à l'intérieur d'un circuit magnétique supporté par cette carcasse. Ce circuit magnétique est formé d'un empilage de tôles, en forme de couronnes circulaires, dans lesquelles sont découpées les encoches parallèles à l'axe de la machine. [6]

I.4.1. Moteur à rotor bobiné :

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques empilés sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé même si le moteur est monophasé, et, en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile. Les encoches, découpées dans les tôles, sont théoriquement parallèles à l'axe du moteur, mais, en fait légèrement inclinées par rapport à cet axe de façon à réduire certaines pertes dues aux harmoniques.

Les extrémités de l'enroulement rotorique sont sorties et reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaire qui permettent des réglages (couple et vitesse) [8].

I.4.2. Moteur à cage d'écureuil :

I.4.2.1. Moteur à cage :

Le circuit du rotor est constitué des barres conductrices régulièrement répartis entre deux couronnes métalliques formant les extrémités. Le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné, est d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande. Son inconvénient majeur est

qu'il ne permet pas d'insérer un rhéostat et qu'il a au démarrage de mauvaise performance (courant élevé et couple faible). C'est pour remédier à cette situation qu'ils ont développés deux autres types de moteur (rotor à double cage et rotor à encoche profondes).

➤ **Moteur à double cage :**

Rotor du moteur double cage d'écureuil a deux cages indépendantes sur le même rotor. La figure (I.4) montre le schéma en coupe transversale d'un rotor à double cage d'écureuil. Des barres de haute résistance et de faible réactance sont placés dans la cage extérieure et des barres de faible résistance et haute réactance sont placées dans la cage intérieure. La cage extérieure présente un "rapport de réactance à la résistance" élevé, tandis que la cage intérieure présente un "rapport de réactance à la résistance" faible.

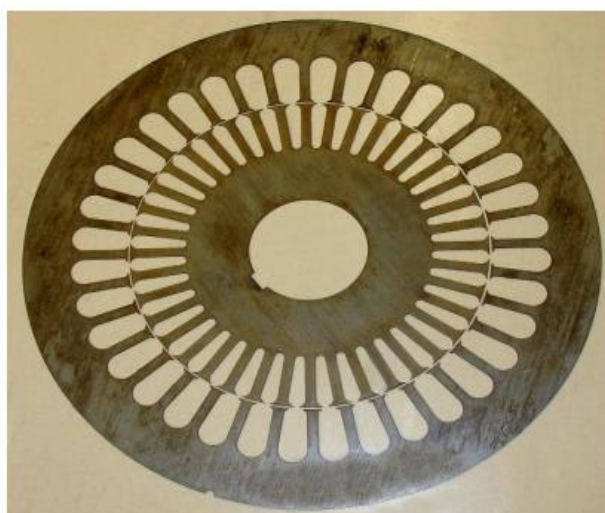


Figure (I.4): Tôle utilisé pour la réalisation des cages à double encoche.

➤ **Moteur à encoche profond :**

Le rotor à double cage est beaucoup plus difficile à construire que le rotor à simple cage, donc d'un coût plus élevé. Ce type de moteur, dit à encoches profondes, est très utilisé, notamment dans le cas des moteurs à haute tension et à fort couple de démarrage. Il présente cependant l'inconvénient d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, donc une diminution de facteur de puissance du moteur, et bien sûr d'exiger un diamètre de rotor important. Pour remédier à ce dernier inconvénient, on a parfois appelé à des conducteurs ayant des formes plus compliquées.

I.4.4. Moteur linéaire :

Un moteur linéaire est essentiellement un moteur électrique qu'à lieu de produire un couple (rotation), il produit une force linéaire sur sa longueur en installant un champ électromagnétique de déplacement. Le principe de fonctionnement de base des moteurs linéaires

est le même que pour la moteur rotatif. Les principaux éléments, bobines et aimants, sont simplement arrangés différemment pour produire une force et non un couple.

Le moteur linéaire est très présent comme actionneurs des bras de lecture des disques durs du micro-ordinateur en raison de leur compacité, de la rapidité et la précision de leurs mouvements. Notamment dans les trains (le train à moteur Maglev), grâce à l'électronique de puissance ils ont réussi à faire la conversion du courant continu en courant alternatif plus élevé), l'électroaimant soulèvent le train à 6mm au-dessus de la surface de guidage pour le propulser donc pas de roues et pas de bruit.

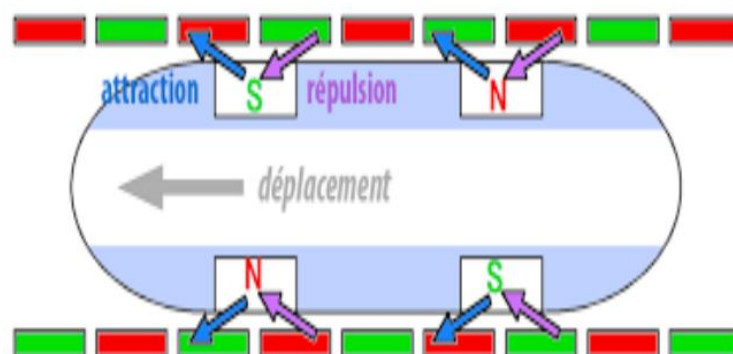


Figure (I.5) : principe de fonctionnement des trains Maglev.

I.5. Classification des moteurs :

On peut classer les moteurs à cage d'écureuil selon la variation de la résistance et de la réactance des enroulements du rotor. Au démarrage, la réactance est d'autant plus grande que le conducteur est éloigné de l'entrefer.

La résistance dépend de la longueur du rotor, la section des conducteurs et le matériau utilisé. Plus cette la résistance est grande, plus le courant de démarrage est petit et meilleur est le couple de démarrage, jusqu'à une certaine limite, bien entendu. [6]

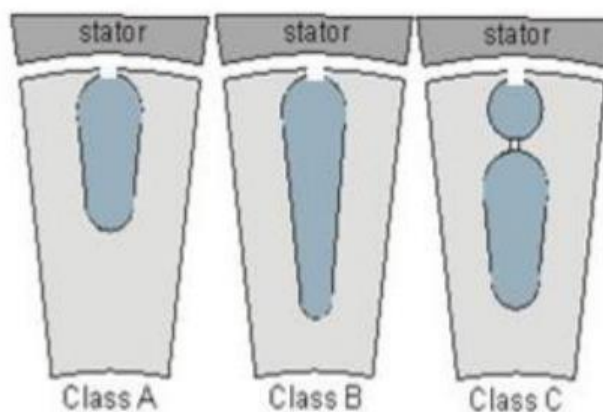


Figure (I.6) : formes d'encoches pour différent classe du moteur.

- **Classe A** : Couple et courant de démarrage normaux.
- **Classe B** : Couple normal et courant de démarrage faible. C'est le moteur le plus utilisé de nos jours. L'emploi d'encoches étroites et profondes permet d'avoir une réactance qui, lors du démarrage, est plus forte dans le bas du conducteur, ce qui force le courant à passer par le haut, réduisant la surface active et augmentant la Résistance. Comme ci, le courant est limité et on peut démarrer à pleine tension dans Beaucoup de cas.
- **Classe C** : Couple fort et faible courant de démarrage. La double cage d'écureuil se construit de la façon suivante : on place un enroulement de forte résistance près de l'entrefer et un enroulement de faible résistance loin de la surface. Durant le démarrage, il se passe la même chose qu'avec les moteurs classe B. Le courant est donc faible mais le couple est fort. Lorsque le rotor a atteint sa vitesse pleine, la réactance loin du conducteur devient faible et la répartition du courant devient uniforme.
- **Classe D** : Fort glissement (il s'agit d'une encoche semblable à celle de la classe A de la figure mais plus courte). Ce moteur a un enroulement à forte résistance en raison de sa petite section, ce qui lui donne un fort couple et faible courant au démarrage. Le glissement peut atteindre 15 ou 20%

Le graphique de la figure (I.7) permet de comparer les caractéristique couple-vitesse de ces différents moteurs les détails de construction de leurs rotors sont également indiqués remarque les différentes caractéristiques sont obtenues surtout par des changements effectués sur le rotor. Ainsi. Plus la résistance de la cage d'écureuil est élevée, plus le couple de démarrage est grand et plus la vitesse nominal est basse L'emploi du laiton au lieu du cuivre dans le rotor a pour effet d'augmenter sa résistance et, Par conséquent, son couple. Par contre, plus la résistance du rotor est considérable, plus les pertes dans celui-ci sont grandes en régime normal, et plus le rotor s'échauffe.

Le fonctionnement du rotor à double cage (moteur classe C) est basé sur le fait que la fréquence du courant rotorique diminue à mesure que la vitesse du moteur croît, et que la réactance inductive est plus grande un conducteur logé profondément dans l'acier (cage 2) que pour un autre placé près de la surface du rotor (cage 1). De plus, à cause de sa petite section, la résistance de la cage1 est sensiblement plus grande que celle de la cage 2. Au moment où le moteur est mis sous tension, la fréquence du courant dans le rotor est égale à celle de la ligne d'alimentation.

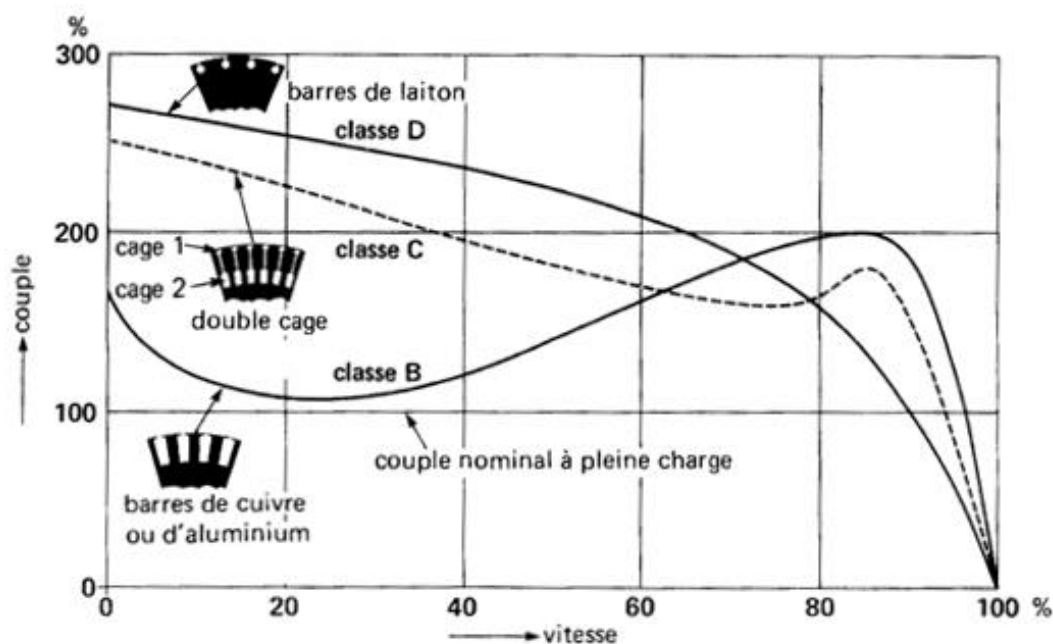


Figure (I.7): Courbe du couple en fonction de la vitesse pour moteurs de classe B, C et D.

La réactance inductive de la cage 2 est alors élevée, de sorte que le courant circule surtout dans la cage 1 à haute résistance à mesure que le moteur accélère. La réactance inductive de deux cages d'écureuil baisse et finalement, lorsque le moteur marche en régime normal, elle devient tellement basse que le courant dans le rotor est limité seulement par les résistances en parallèle de la cage 1 et de la cage 2. On peut constater que la valeur de la résistance effective de rotor est élevée au démarrage et basse en régime normal.

I.6. Les critères pour choisir un moteur asynchrone dans l'industrie :

Le choix d'un moteur asynchrone et de son mode de démarrage dépendent de la puissance installée du réseau d'alimentation (qui définit l'appel du courant admissible). La chute de tension au démarrage doit être $\pm 5\%$ de la tension de réseau. La tension d'alimentation du moteur doit être compatible avec celle du réseau.

Le moteur asynchrone doit être choisi pour fonctionner à puissance nominale, c'est à cette puissance que le rendement du moteur et le $\cos \phi$ sont les meilleurs. Le couple résistant, puissance et réseau constituent les facteurs principaux pour le choix d'un moteur asynchrone triphasé et son mode de démarrage. [9]

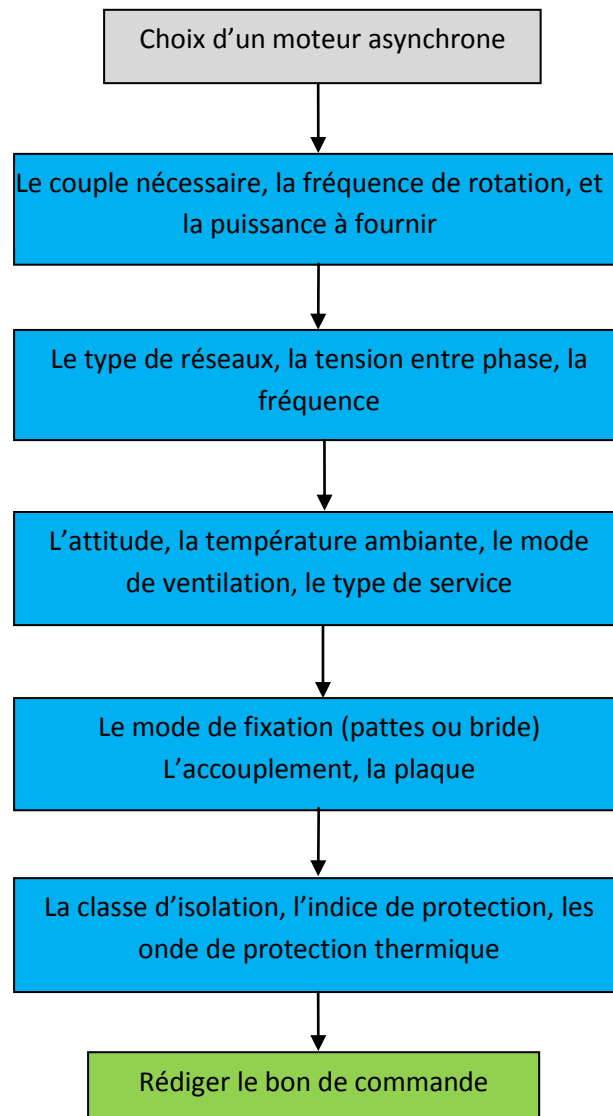


Figure (I.8): Les critères pour choisir un moteur asynchrone dans l'industrie.

I.7. Avantages et inconvénients du moteur asynchrone:

Les moteurs asynchrones ont plusieurs avantages distingués par rapport aux autres moteurs :

[9]

- ✓ La robustesse
- ✓ La simplicité de construction
- ✓ Leurs bas coûts
- ✓ Un rendement excellent
- ✓ Alimenté directement en courant alternatif.
- ✓ Peu d'entretien et de surveillance.
- ✓ Prix faible.

- ✓ Ce moteur ne contient pas de collecteur qui est un organe coûteux .Il est donc de prix d'achat moins élevé et beaucoup plus robuste.

Avec tous ces avantages, il ya certains inconvénients :

- Non découplage naturel
- Non linéarités
- La zone de stabilité étroite.
- régulation de vitesse difficile
- fort courant d'appel au démarrage
- possibilités de blocage du moteur en cas de fortes chutes de tension.

I.8. Conclusion :

D'après l'étude que nous avons faite dans ce chapitre sur le moteur asynchrone, on a conclu que ce moteur présente plusieurs avantages par rapport autres moteur en matière de réduction du coût d'achat et d'exploitation, et fonctionnement à grande vitesse et à grande puissance. Cependant, le choix optimal du moteur reste une question très importante dont le but est d'exploiter au maximum les capacités du moteur asynchrone.

Chapitre II

Modélisation et simulation du moteur asynchrone

Chapitre II

Modélisation et simulation du moteur asynchrone

II.1. Introduction :

Le moteur asynchrone est de loin le moteur le plus utilisé dans toutes les applications industrielles ou domestiques, du fait de sa facilité d'installation, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Il existe plusieurs types de moteurs asynchrones: monophasé, triphasé à cage, triphasé à rotor bobiné. [11]

La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps. Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite «transformation de Park», qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration de modèle mathématique du moteur asynchrone devient indispensable pour l'étude du régime de fonctionnement transitoire et permanent. [12]

II.2. Hypothèse simplificatrices :

La modification de la machine asynchrone ne peut se faire que dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices suivantes: [13]

- la machine est symétrique à entrefer constant.
- l'effet d'encochage et les effets de dentures sont négligés.
- l'induction dans l'entrefer a une répartition spatiale sinusoïdale.
- le circuit magnétique est linéaire, non saturé, ce qui signifie que les flux sont des fonctions linéaires des courants.
- la densité surfacique des courants dans les conducteurs est uniforme, l'influence de l'échauffement n'est pas prise en compte.
- les pertes fer par hystérésis et courant de Foucault sont négligées.

II.3. Modèle dynamique de la machine asynchrone :

Dans une machine électrique asynchrone, les enroulements statoriques sont repartis dans l'espace et décalés entre eux de 120° . Les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit bobiné ou à cage. [14]

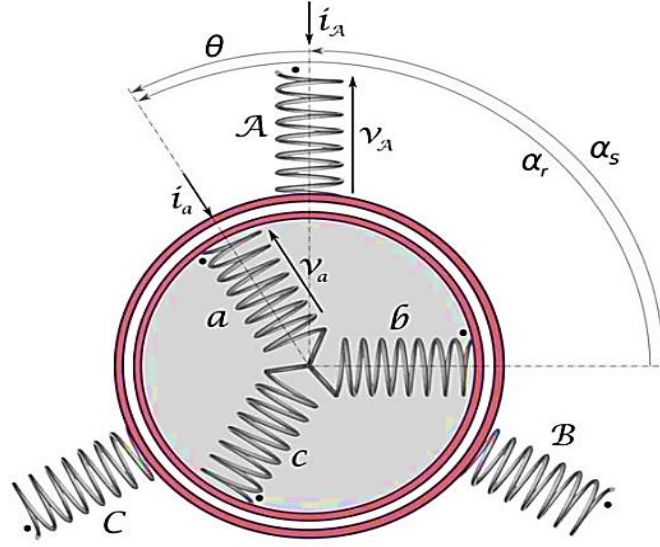


Figure (II.1): Représentation spatiale des enroulements de la MAS.

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs A, B, C, sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques court-circuités dont la tension aux bornes de chaque enroulement est nulle. En prenant l'axe 'A' comme référence, et l'angle θ définit la position du rotor par rapport au stator.

II.4. Equations générales de la machine asynchrone triphasée :

Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont: [15]

II.4.1. Les équations électriques:

En appliquant la loi d'ohm généralisée à chaque phase de la machine asynchrone figure (II.1) les équations de tension des trois phases statorique et rotoriques s'écrivent comme suit :

❖ **Au stator :**

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

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (II.2)$$

❖ **Au rotor :**

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : les trois tensions statoriques.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$: les trois courants statoriques et rotorique.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}, \Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: les flux à travers les trois phases du stator et du rotor.

II.4.2. Équation magnétique :

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit :

❖ **Pour le stator:**

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

❖ **Pour le rotor :**

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

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

M_s, M_r : Inductance mutuelle entre phases statoriques et phases rotoriques respectivement.

Ainsi:

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

Avec :

M : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

θ : Angle électrique entre les axes statoriques et les axes rotoriques.

$L_s = l_s - M_{sr}$, $L_r = l_r - M_{rs}$: Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

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

II.4.3. Equations mécaniques :

$$C_{em} = P [I_{(ABC)}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [I_{(abc)}] \quad (II.8)$$

Pour avoir un modèle complet de la machine il nécessite d'introduire l'équation du mouvement de la machine est exprimée comme suivant:

$$J \frac{d}{dt} \omega_r = C_{em} - C_r - f \omega_r \quad (II.9)$$

Avec:

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

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

ω_r : Vitesse rotorique.

C_e : Couple électromagnétique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

II.5. Transformation de PARK :

Le système d'équations obtenu est fort complexe et non linéaire, car les matrices des inductances contiennent des éléments variables avec l'angle de rotation θ . Pour rendre les coefficients de ce système d'équations indépendants de θ , on applique la transformation de Park. Cette transformation consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables, permettant de décomposer les trois phases d'axes abc, sur deux axes perpendiculaires (u, v), comme le montre la figure (II.2). [16]

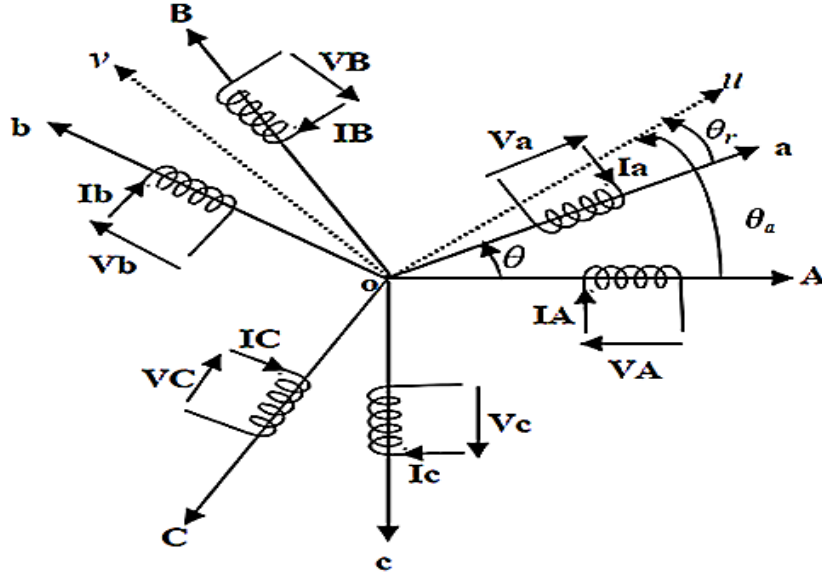


Figure (II.2): Représentation schématique de la MAS.

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (u, v) est donnée par :

$$[P(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

Le changement de variables relatif aux courants, tensions et flux est défini par la transformation

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \cdot \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

Avec:

- « X » : tension, courant ou flux.
- « u » : indice de l'axe direct.
- « v » : indice de l'axe quadrature.
- « o » : indice de l'axe homopolaire.

La matrice inverse de la transformation de PARK normalisée a pour expression:

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (u,v) par transformation inverse comme suit:

$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Lorsque la valeur zéro est attribuée à l'angle θ_a la transformation de Park est dite transformation de Clark et la matrice de passage est écrite comme suit: [17]

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Le coefficient $(\sqrt{2/3})$ est lié au changement de base et les amplitudes sont conservées lors de cette transformation. Le passage se fait de la manière suivante:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

II.6. Equations de la machine selon l'axe (U, V) :

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v). [18]

II.6.1. Equations électriques :

En multipliant les deux équations (II.2 et II.4) par la matrice de transformation de Park des deux côtés, on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ (\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (II.17)$$

II.6.2. Equations magnétiques :

En multipliant les deux équations (II.5 et II.6) par la matrice de transformation de Park des deux côtés, on obtient:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

II.7. Les différents référentiels :

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux: [19]

- Référence des axes ($\alpha - \beta$) : système biphasé à axes orthogonaux $\theta_a = 0$.
- Référence des axes ($d - q$) : système biphasé à axes orthogonaux $\theta_a = \theta_r$.
- Référence des axes ($X - Y$) : système biphasé à axes orthogonaux $\theta_a = \theta_s$.

Avec l'angle θ_a : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes. [20]

II.8. La machine asynchrone dans le repère lié au stator (α, β) :

Les phénomènes transitoires dans les machines asynchrones peuvent être étudiés à partir du modèle généralisé dans un référentiel lié au stator (α, β). En remplaçant les expressions (II.18 et II.19) dans les équations (II.17 et II.16), on obtient le système suivant: [21]

II.8.1. Equations électriques:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \cdot \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} + \omega_r \cdot \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (II.20)$$

II.8.2. Equation magnétique :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (II.21)$$

II.8.3. Equations mécaniques :

L'équation du mouvement est donnée:

$$\frac{d \omega_r}{dt} = \frac{P}{J} (C_{em} - C_r - f \omega_r) \quad (II.22)$$

Le couple électromécanique est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M_{sr}}{L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} p M_{sr} (I_{r\alpha} I_{s\beta} - I_{r\beta} I_{s\alpha}) \end{cases} \quad (II.23)$$

II.9. Modèle dynamique de la machine asynchrone :**II.9.1. Modèle d'état continu :**

Le principe de l'identification paramétrique fait référence à un modèle continu du processus sous-représentation d'état. Il est donc nécessaire de mettre le modèle de la machine asynchrone sous forme d'état. [21]

$$\begin{cases} \dot{X} = A(\omega_r) \cdot X + B \cdot u \\ y = C \cdot X \end{cases} \quad (II.24)$$

$$\text{Ou: } X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta} \end{bmatrix}^T, u = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \end{bmatrix}^T, y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^T$$

$$A(\omega_r) = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{K}{T_r} & K\omega_r \\ 0 & -\gamma & -K\omega_r & \frac{K}{T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

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

La matrice A pour le modèle continu en vue de la simulation peut être écrit comme suit :

$$[A] = R_s \cdot [A_1] + R_r \cdot [A_2] + \omega_r \cdot [A_3] \quad (II.25)$$

$$[A_1] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{p M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & 0 & -\frac{p M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & p & 0 \end{bmatrix}$$

$$[A_2] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} & 0 & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r^2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{M_{sr}}{L_r^2} & 0 & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{M_{sr}}{L_r} & 0 & -\frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{M_{sr}}{L_r} & 0 & -\frac{1}{L_r} \end{bmatrix}$$

II.9.2. Modèle discret de la machine asynchrone :

Le modèle discret de la machine asynchrone se déduit facilement du modèle continu. Le choix de la méthode et du pas de discrétisation sont résultats d'un compromis entre la précision, la stabilité du modèle discret ainsi que le temps de calcul, l'objectif étant la simulation réaliste de la machine asynchrone, il semble que le développement de l'exponentielle de la matrice à l'ordre 1 et à une période d'échantillonnage de l'ordre de la ms (0.7 ms) offrent un bon compromis. On écrit donc la solution générale du système différentiel: [11]

$$\begin{cases} X_{K+1} = Ad_k X_K + Bd_k \cdot u_k \\ y_k = C \cdot x_k \end{cases} \quad (II.26)$$

Comme dans notre cas la matrice $A(\omega)$ est fonction de la vitesse de rotation, alors les matrices Ad_k et Bd_k sont réactualisées à chaque instant d'échantillonnage par :

$$\begin{cases} Ad_k = e^{A T_e} = I + A \cdot T_e \\ Bd_k = T_e \cdot B \end{cases} \quad (II.27)$$

$$[Ad_1] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} T_e + 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} T_e + 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [Ad_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{p M_{sr}}{\sigma L_s L_r} T_e \\ 0 & 0 & -\frac{p M_{sr}}{\sigma L_s L_r} T_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p T_e \\ 0 & 0 & p T_e & 0 \end{bmatrix}$$

$$[Ad_2] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} T_e & 0 & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} T_e & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{M_{sr}}{L_r^2} T_e & 0 & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r^2} T_e \\ \frac{M_{sr}}{L_r} T_e & 0 & -\frac{1}{L_r} T_e & 0 \\ 0 & \frac{M_{sr}}{L_r} T_e & 0 & -\frac{1}{L_r} T_e \end{bmatrix}, \quad Bd = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} T_e & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} T_e \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

II.10. Résultats de simulation:

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe.

L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel à partir duquel les tensions simples d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur. [23]

L'essai est mené de la manière suivante :

- pour $0 < t < 2s$: $C_r = 0 \text{ Nm}$.
- Pour $t > 2s$: $C_r = 5.15 \text{ Nm}$.

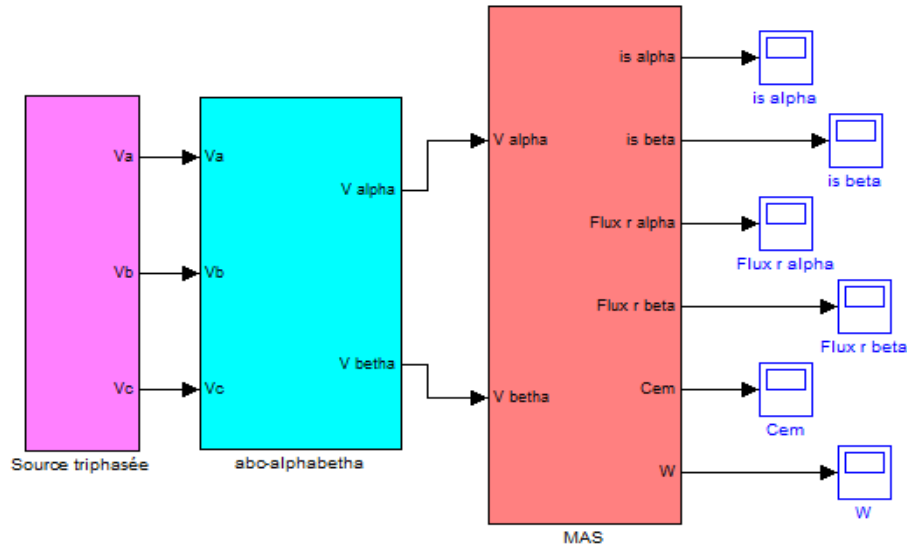


Figure (II.3): Schéma bloc pour la simulation.

II.10.1. Interprétations des résultats

Les résultats de simulation présentés de la figure (II.4) montrent l'évolution des courants, des flux, de la vitesse ainsi que le couple pour une machine asynchrone.

Aux premiers instants, le courant présente des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances (environ de 0.4s), le régime permanent est atteint, ces oscillations peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions successives. A l'instant $t=2\text{sec}$ on charge la machine avec un couple $C_r=5.15\text{N.m}$, on constate que le courant d'appel augmente à cause de l'augmentation du couple.

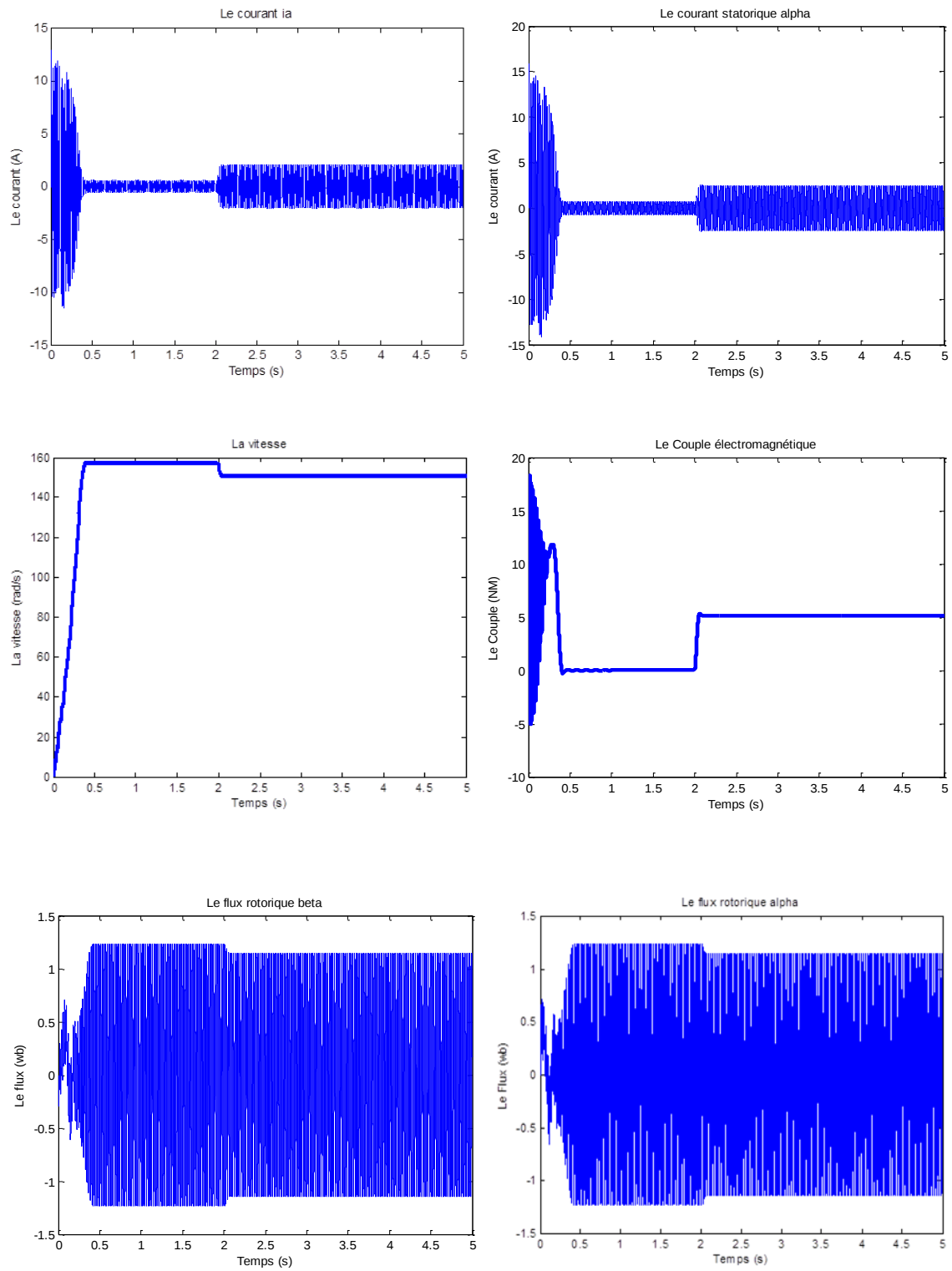


Figure (II.4): Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée par une source triphasée.

Pour la courbe de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire, la vitesse se stabilise à la valeur (157 rad/sec) puisque le moteur possède deux paires de pôles. La vitesse diminue au moment de l'application de la charge mécanique et se stabilise à la valeur (150.8 rad/sec).

Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire, il est présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. Puis il diminue jusqu'à sa valeur finale dans le cas à vide, et le couple électromagnétique se stabilise à la valeur du couple résistant appliqué (5.15N.m).

Au démarrage, les flux rotorique oscillent autour de zéro et l'amplitude de ces oscillations augmente jusqu'à atteindre les valeurs max (1Wb) en régime permanent. Le flux rotorique diminue durant l'application de la charge ce que prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

II.11. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons fait la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone en tenant compte un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. La complexité de ce modèle a été réduite par l'application de la transformation de PARK qui ramène le modèle triphasé en un modèle diphasé équivalent. La modélisation des machines électriques est un étape 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 capteur.

A partir de ce chapitre on conclut que la modélisation et la simulation de la machine asynchrone à cage sont deux étapes essentielles pour la mise au point d'une procédure de diagnostic, elles permettent la compréhension du fonctionnement sain.

Chapitre III

Etude du filtre de Kalman

Chapitre III

Etude du filtre de Kalman

III.1. Introduction :

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des machines asynchrones ou l'identification de leurs paramètres sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux...) où pour des problèmes de coût (vitesse, position...), il faut donc les déterminer sans utiliser les capteurs qui leur sont dédiés. Elles sont évaluées à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension...). Elles peuvent être reconstituées par :

- Des estimateurs utilisés en boucle ouverte.
- Des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées.

III.2. Evolution Historique du filtre de Kalman :

Rudolf Kalman, né en 1930, poursuivit des études scientifiques dans les domaines de l'électronique et de l'automatique et soutint une thèse en 1957 sur le comportement des solutions des équations récurrentes du second degré. A partir de 1955, il travailla dans différentes entreprises en tant qu'automaticien. En 1958, alors qu'il travaillait au **Research Institute for Advanced Studies** à **Blatmore**, il eut l'idée originale d'employer le formalisme des équations d'état au filtre de **Wiener**, ce qui lui permit de construire l'estimateur que nous connaissons aujourd'hui.

En 1960, alors que **Kalman** visitait la **NASA**, un des responsables, **F. Schmidt** comprit la possibilité d'appliquer les résultats de **Kalman** pour le projet "Apollo" pour l'estimation et la commande de la trajectoire. **Schmidt** travailla sur le sujet et on peut dire que ce fut la première réelle implantation du filtre. [24]

III.3. Domaines d'utilisation :

Le filtre de Kalman est un outil de traitement utilisé dans une large gamme de domaines technologiques tels que le traitement du signal, l'automatique le radar et les systèmes de communication. Il est également de plus en plus utilisé en dehors du domaine du traitement du signal, par exemple en météorologie et en océanographie, en finance et en navigation. Le filtre de Kalman peut également être utilisé dans les situations où nous voulons lisser filtrer ou prédire les états d'un système dynamique et linéaire, suivant la quantité d'informations disponibles. [25]

III.4. L'estimateur :

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours de fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur la figure (III.1). [26]

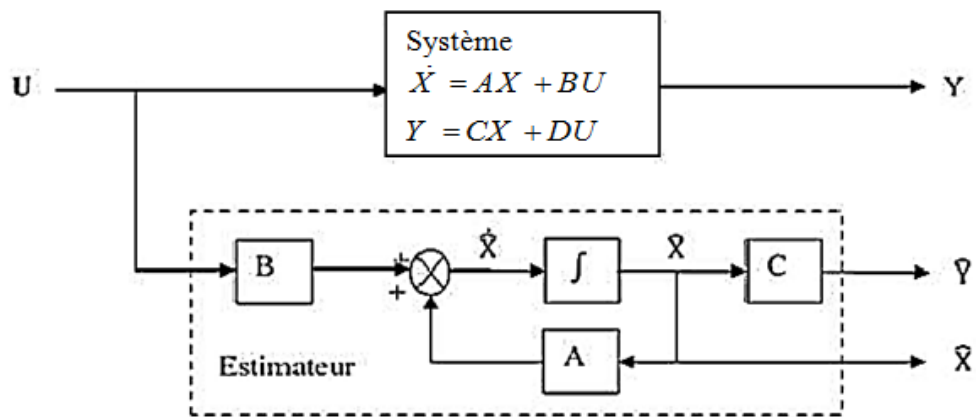


Figure (III.1): La structure générale d'un estimateur.

III.5. Les observateurs :

Un observateur est un système auxiliaire qui permet d'estimer de façon dynamique l'état du système à partir des entrées et des sorties mesurées. Les entrées d'un observateur sont donc les entrées et les sorties du système originel et la sortie d'un observateur est l'état estimé. Dans la majorité des cas un observateur est utilisé dans un but de commande. [26]

III.5.1. Les observateurs déterministes :

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur Luenberger dans le cas de modèles linéaires ou l'observateur à modes glissants.

III.5.2. Les observateurs stochastiques :

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système ce qui est souvent le cas.

III.5.3. Principe de fonctionnement de l'observateur :

La structure d'un observateur d'état est celle indiquée sur la figure (III.2). Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui porte également le nom de prédicteur et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système.

La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gains $\mathbf{K}$ permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur. Le vecteur de sortie $\mathbf{y}$ est comparé au vecteur équivalent $\hat{\mathbf{y}}$ donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi on définit une nouvelle variable, l'erreur d'observation. Celle-ci est multipliée par une matrice de gain $\mathbf{K}$ et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés. Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain $\mathbf{K}$. On peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro. Alors le but d'un observateur est donc de fournir la valeur de l'état non mesuré à un instant donné en fonction des états mesurés passé.

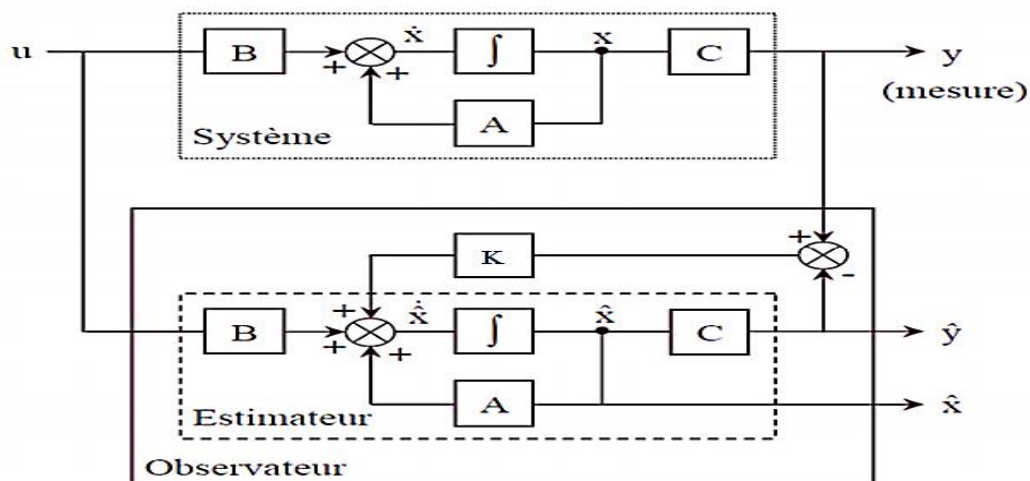


Figure (III.2) : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.

III.6. Filtre de Kalman :

III.6.1. Définition :

Le filtre de Kalman est un outil mathématique qui peut être employé pour résoudre des problèmes stochastiques d'estimations à partir des mesures bruitées issues des capteurs. Cette méthode a fait l'objet de nombreuses recherches et applications, particulièrement dans le domaine de la navigation autonome ou assistée. Son succès s'est multiplié d'une part par les progrès considérables des calculateurs et d'autre part par la simplicité et la robustesse du filtre lui-même.

Ce filtre est essentiellement un ensemble d'équations mathématiques qui réalisent à chaque itération deux phases (la prédiction et la correction). Pour chaque pas de calcul, le vecteur d'état

est calculé selon un modèle d'évolution (**étape de prédiction**), et il est corrigé en fonction des mesures du système (**étape de correction**), cet estimateur est récursif. Cela signifie que pour estimer l'état courant, seul l'état précédent et les mesures actuelles sont nécessaires. L'historique des observations et des estimations n'est ainsi pas requis. Il est à noter aussi que le filtre de Kalman est limité aux systèmes linéaires. [25]

III.6.2. Principe du Filtre de Kalman :

Le filtre de Kalman est une technique d'estimation linéaire, qui utilise une approche temporelle. Elle est d'avoir une estimation récursive du vecteur d'état à partir d'une estimation à l'instant k avec la prise en compte des mesures disponibles à l'instant $k+1$ pour donner une nouvelle estimation du vecteur d'état à cet instant. Le principe d'un tel filtre repose sur un modèle à variables d'état basé sur deux équations: [25]

1. L'équation récursive de modélisation du processus aléatoire (vecteur d'état) discret, dite équation d'état ou équation de transition.
2. L'équation d'observation (ou équation de mesure) du processus (vecteur de mesure).

III.6.3. Présentation du filtre de Kalman standard :

Plusieurs formulations des équations du filtre de Kalman peuvent être recensées. Une de ces formulations est donnée dans la suite en considérant directement le cas général d'un système stochastique discret, linéaire dans l'état, multi-entrées, multi-sorties, non stationnaire dont l'évolution est décrit par les relations: [11]

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}d_k \cdot \mathbf{x}_k + \mathbf{B}d_k \cdot \mathbf{u}_k + \boldsymbol{\omega}_k \\ \mathbf{y}_k = \mathbf{C}_k \cdot \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

- $\mathbf{x}_k = \mathbf{x}(t_k)$: état exact du système
- $\mathbf{u}_k = \mathbf{u}(t_k)$: entrées
- $\mathbf{y}_k = \mathbf{y}(t_k)$: sorties mesurées
- $\boldsymbol{\omega}_k = \boldsymbol{\omega}(t_k)$: bruits d'entrées (ou d'états)
- $\mathbf{v}_k = \mathbf{v}(t_k)$: bruits de sortie (ou de mesure)
- $t_k = k * T_e$: ou T_e est la période d'échantillonnage.

Les bruits d'états et de mesure sont supposés de moyennes nulles, non corrélés entre eux et non corrélés dans le temps :

$$E(\boldsymbol{\omega}_i) = 0 \quad \text{et} \quad E(\mathbf{v}_j) = 0 \quad \forall i, j \quad (\text{III.2})$$

$$E\{\mathbf{v}_i \mathbf{v}_j^T\} = 0 \quad \forall i, j \quad \text{et} \quad E\{\boldsymbol{\omega}_i \boldsymbol{\omega}_j^T\} = 0 \quad \forall i \neq j, E\{\mathbf{v}_i \mathbf{v}_j^T\} = 0 \quad \forall i \neq j \quad (\text{III.3})$$

On définit leurs matrices de covariance respectives

$$Q_k = E\{\omega_k \omega_k^T\} \quad (III.4)$$

$$R_k = E\{v_k v_k^T\} \quad (III.5)$$

III.6.4. Fonctionnement du filtre de Kalman :

L'estimation optimale consiste à trouver la meilleure estimation $\hat{x}_k$ de l'état x_k en minimisant un critère qui est la variance de l'erreur d'estimation :

$$e_k = x_k - \hat{x}_{k/k} \quad (III.6)$$

$$P_{k/k} = E\{e_k e_k^T\} \quad (III.7)$$

Le filtrage de Kalman comporte deux phases distinctes : Prédiction et mise à jour (correction). La phase de prédiction utilise l'état estimé de l'instant précédent pour produire une estimation courante. Dans l'étape de mise à jour, les observations de l'instant courant sont utilisées pour corriger l'état prédit dans le but d'obtenir une estimation plus précise. [3]

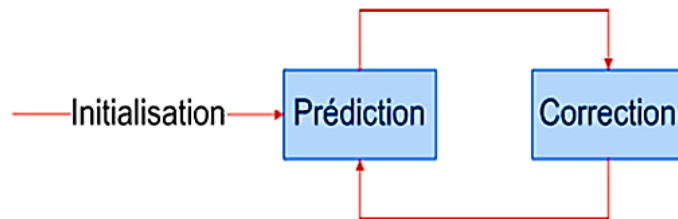


Figure (III.3) : Les étapes du filtre de Kalman

▪ La phase de prédiction:

$$\hat{x}_{k+1/k} = A d_k x_{k/k} + B d_k u_k$$

Qui est la meilleure estimation de $\hat{x}_{k+1}$ à partir de l'information disponible à l'instant k .

On cherche alors à déterminer sa variance

$$P_{k+1/k} = E\{(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1/k})(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1/k})^T\} \quad (III.9)$$

Après calcul, on trouve comme matrice de covariance de l'erreur de prédiction a priori :

$$P_{k+1/k} = A d_k P_{k/k} A d_k^T + Q_k \quad (III.10)$$

Cependant, en calculant $\hat{x}_{k+1/k}$, on n'a pas tenu compte de toute l'information disponible puisqu'à l'instant $k+1$, on dispose de la mesure y_{k+1} .

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

$$\hat{y}_{k+1} = C_{k+1} \cdot \hat{x}_{k+1/k} = C_{k+1} (A d_k \cdot \hat{x}_{k/k} + B d_k u_k) \quad (III.11)$$

En réalité, on a obtenu y_{k+1} donc un écart $y_{k+1} - \hat{y}_{k+1/k}$ par rapport à $\hat{y}_{k+1/k}$.

Pour améliorer $\hat{x}_{k+1/k}$ et obtenir $\hat{x}_{k+1/k+1}$, on va tenir compte de cet écart par l'intermédiaire d'un gain y_{k+1} et par

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

$$\hat{x}_{k+1/k+1} = \hat{x}_{k+1/k} + K_{k+1}(y_{k+1} - \hat{y}_{k+1/k}) \quad (\text{III.12})$$

On choisit K_{k+1} de manière à minimiser la variance des erreurs d'estimation a posteriori.

On montre que cela revient à minimiser la trace de $P_{k+1/k+1} = E\{e_{k+1}e_{k+1}^T\}$

Après calcul, on obtient

$$P_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1}C_{k+1})P_{k+1/k}(I - K_{k+1}C_{k+1})^T + K_{k+1}R_{k+1}K_{k+1}^T \quad (\text{III.13})$$

La valeur de K_{k+1} qui minimise la trace de $P_{k+1/k+1} = \frac{\partial \text{Trace}(P_{k+1/k+1})}{\partial K_{k+1/k+1}} = 0$ est

$$K_{k+1} = P_{k+1/k}C_{k+1}^T(C_{k+1}P_{k+1/k}C_{k+1}^T + R_{k+1})^{-1} \quad (\text{III.14})$$

Remarque :

En remplaçant par son expression K_{k+1} dans la relation (III.13) on obtient la matrice de covariance de l'erreur d'estimation suivante :

$$P_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1}C_{k+1})P_{k+1/k} \quad (\text{III.15})$$

Le filtre est alors initialisé par la variance des bruits d'état et de mesures, par l'état initial estimé ainsi que par la variance de l'erreur d'estimation associée.

La présente version du filtre de Kalman fournit l'estimée optimale de l'état ainsi que la variance de l'erreur d'estimation. [11]

III.6.5. Filtre de Kalman et estimation paramétrique :

Pour rapprocher le filtre de Kalman d'un contexte d'identification paramétrique classique, une solution consiste alors à émettre l'hypothèse que l'état est constant et à assimiler les paramètres à cet état constant.

Soit $\theta \equiv x_k$.

Pour rester le plus général possible, on cherche à identifier un système mono-sorti dont les paramètres peuvent varier de manière aléatoire.

On adopte alors le modèle suivant:

$$\begin{cases} \theta_{k+1} = \theta_k + \omega_k \\ y_k = X_k^T \theta_k + e_k \end{cases} \equiv \begin{cases} x_{k+1} = Ad.x_k + Bd.u_k + \omega_k \\ y_k = C^T x_k + e_k \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Avec $Ad = I$ et $C_k = X_k$, C n'étant plus stationnaire.

On définit à nouveau

$$Q = E\{\omega_k \omega_k^T\} \quad \text{et} \quad \sigma_e^2 = E\{e_k^2\}$$

Où : Q caractérise la non- stationnarité des paramètres.

Les équations du filtre deviennent dans ces conditions :

$$\hat{\theta}_{k+1/k} = \hat{\theta}_{k/k} \quad (\text{III.17})$$

$$\hat{y}_{k+1/k} = x_{k+1}^T \cdot \hat{\theta}_{k+1/k} = x_{K+1}^T \cdot \hat{\theta}_{k/k} \quad (\text{III.18})$$

$$\hat{\theta}_{k+1/k+1} = \hat{\theta}_{k/k} + K_{k+1} \cdot (y_{k+1} - x_{K+1}^T \cdot \hat{\theta}_{k/k}) \quad (\text{III.19})$$

La matrice de covariance d'erreur de prédiction se met sous la forme :

$$P_{k+1/k} = A d_k \cdot P_{k/k} \cdot A d_k^T + Q_k = P_{k/k} + Q_k \quad (\text{III.20})$$

Le gain K_{k+1} et la matrice de covariance de l'erreur d'estimation $P_{k+1/k+1}$ se déterminent comme suit :

$$K_{k+1} = P_{k+1/k} \cdot X_{k+1} (\delta_e^2 + x_{k+1}^T P_{k/k} X_{k+1})^{-1} \quad (\text{III.21})$$

$$P_{k+1/k+1} = P_{k+1/k} - P_{k+1/k} \cdot X_{k+1} (\delta_e^2 + x_{k+1}^T P_{k+1/k} X_{k+1})^{-1} X_{k+1}^T \cdot P_{k+1/k} \quad (\text{III.22})$$

Cet algorithme est à rapprocher des Moindres Carrés Récursifs avec facteur d'oubli.

Cependant l'adjonction conjointe de la matrice de covariance Q et de la variance du bruit de sortie σ_e^2 garantit une meilleure poursuite des variations paramétriques qu'avec un simple facteur d'oubli.

En effet, Q permet de moduler les variations de chaque paramètre, beaucoup plus facilement qu'avec un seul coefficient de réglage. L'algorithme standard des moindres carrés récursifs apparaît alors comme une version du filtre de Kalman.

III.7. Algorithme du filtre de Kalman :

Lors de l'implantation de l'algorithme du filtre de Kalman, on doit commencer par les équations de prédiction. La première itération est caractérisée par l'initialisation d'un certain nombre de valeurs, tels que la covariance de l'erreur P_0 et la valeur initiale x_0 de l'état estimé, ainsi que les matrices de covariance des bruits d'état et de mesure, puis on passe aux étapes de prédiction et de correction. L'organigramme de la figure (III.4) nous montre la succession des équations de filtre de Kalman avec l'initialisation et l'introduction des mesures: [27]

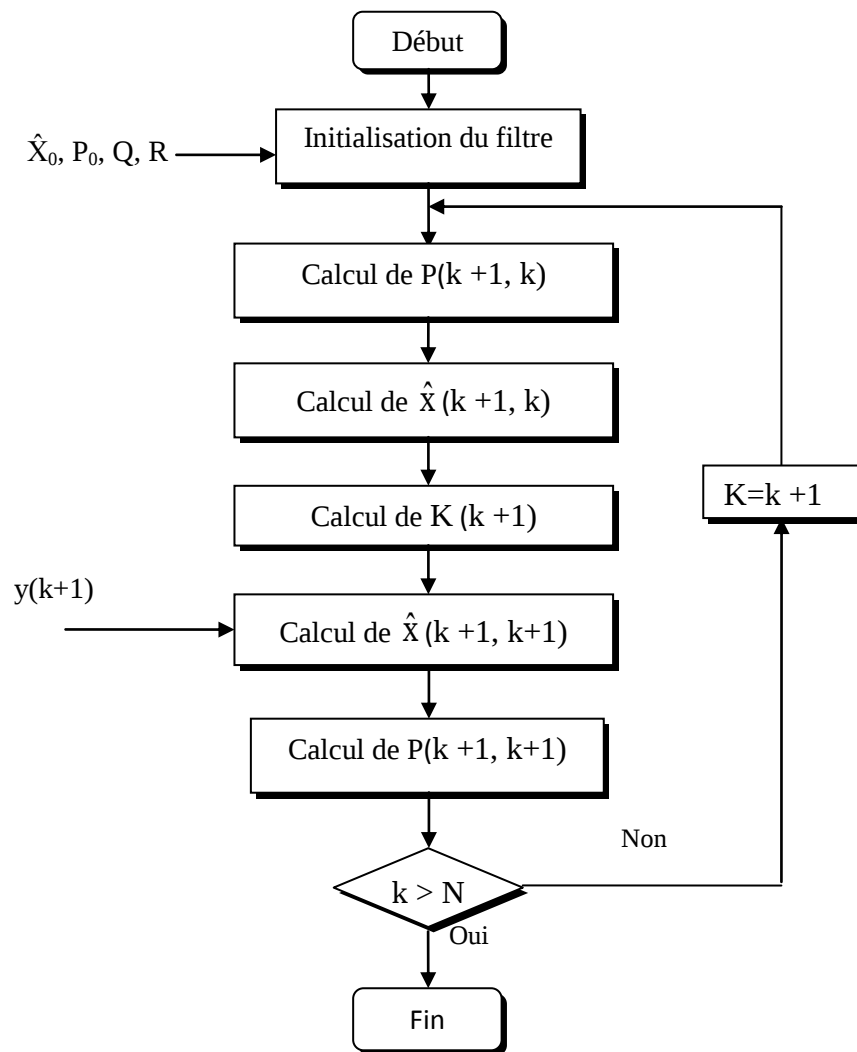


Figure (III.4): Organigramme du filtre de Kalman.

III.8. Choix des valeurs initiales :

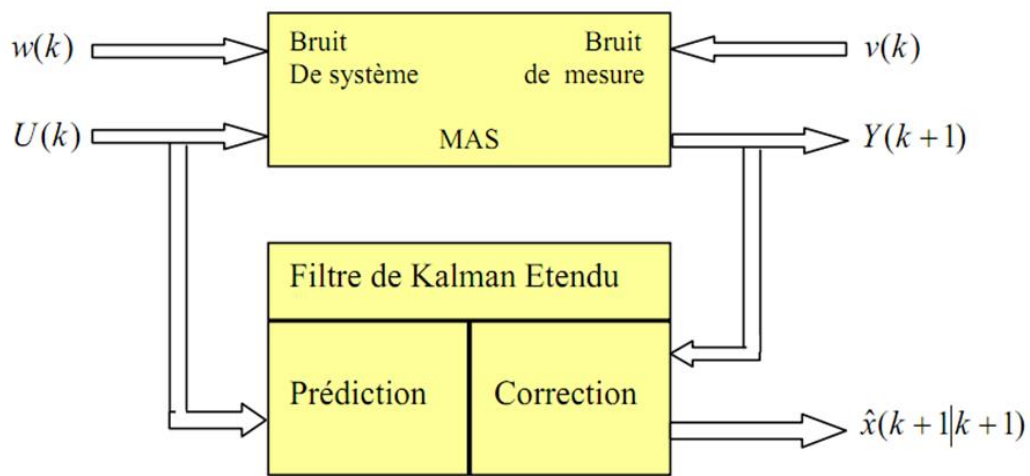
Le choix des valeurs initiales du filtre de Kalman est délicat, un mauvais choix de $\hat{x}_0$ n'est pas catastrophique au sens que l'algorithme apportera toutes les corrections nécessaires. Par contre le traitement des mesures n'améliore pas la covariance de l'erreur au fur et à mesure de son traitement, nous pouvons traduire notre ignorance de P_0 en adaptant une valeur élevée.

Le choix des valeurs des matrices Q et R est une des principales difficultés de la mise en œuvre du filtre de Kalman. Elle réside dans la résolution de l'équation de **Ricatti** donnant les matrices de covariance. Ce travail implique de nombreuses opérations arithmétiques qui peuvent entraîner la non positivité ou la non symétrie de ces matrices. Un choix arbitraire de ces conditions initiales donne souvent des résultats insuffisants ou conduit à la divergence du filtre. [27]

III.9. Le Filtre de Kalman Etendu :

Une autre solution pour procéder à l'estimation des paramètres d'un système consiste à estimer simultanément l'état et les paramètres. Afin de tenir compte des erreurs de modélisation et des perturbations dues aux bruits de mesure, on considère alors un vecteur d'état étendu, composé de l'état x et du vecteur paramètres θ . la modification majeure apportée par cette extension du vecteur d'état est que le système résultant est non linéaire. Pour y remédier, le filtre de Kalman est appliqué au modèle linéarisé autour du point de fonctionnement à chaque instant.

L'algorithme de filtrage non linéaire porte alors le nom de filtre de Kalman étendu, il peut être exécuté en utilisant une structure prédiction – correction illustrée par la figure (III.3):



Figure(III.5) : La structure globale du FKE

Soit le système continu non linéaire, supposé SISO pour alléger l'écriture :

$$\begin{cases} \dot{x} = h(\theta, x, u) \\ y = f(\theta, x, u) \end{cases} \quad (III.23)$$

Pour estimer simultanément l'état x et les paramètres θ , il faut considérer un état augmenté :

$$x_e = \begin{bmatrix} x \\ \theta \end{bmatrix} \quad (III.24)$$

Afin d'utiliser le filtre de Kalman pour estimer x_e , il convient de linéariser le système augmenté à chaque instant, soit :

$$\begin{cases} d\hat{x}_e = \left[\frac{\partial h}{\partial x_e} \right]_{x_e = \hat{x}_e(t)} \cdot dx_e \\ dy = \left[\frac{\partial f}{\partial x_e} \right]_{x_e = \hat{x}_e(t)}^T \cdot dx_e \end{cases} \quad (III.25)$$

Ou sous une forme plus développée :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} d\mathbf{x} \\ d\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial \mathbf{x}} | \mathbf{x} = \hat{\mathbf{x}}(t) & \frac{\partial h}{\partial \theta} | \theta = \hat{\theta}(t) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d\mathbf{x} \\ d\theta \end{bmatrix} \\ d\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}} | \mathbf{x} = \hat{\mathbf{x}}(t) & \frac{\partial f}{\partial \theta} | \theta = \hat{\theta}(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d\mathbf{x} \\ d\theta \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

De la même manière, dans le cas d'une représentation discrète du modèle, on obtient finalement les équations d'état et d'observation linéarisées suivantes :

$$\begin{cases} d\mathbf{x}_{ek+1} = \left[\frac{\partial h_d}{\partial \mathbf{x}_e} | \mathbf{x}_e = \hat{\mathbf{x}}_{ek/k} \right] \cdot d\mathbf{x}_{ek} \\ d\mathbf{y}_k = \left[\frac{\partial f_d}{\partial \mathbf{x}_e} | \mathbf{x}_e = \hat{\mathbf{x}}_{ek/k} \right]^T \cdot d\mathbf{x}_{ek} \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} d\mathbf{x}_{k+1} \\ d\theta_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial h_d}{\partial \mathbf{x}} | \mathbf{x} = \hat{\mathbf{x}}_{k/k} & \frac{\partial h_d}{\partial \theta} | \theta = \hat{\theta}_{k/k} \\ 0 & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d\mathbf{x}_k \\ d\theta_k \end{bmatrix} \\ d\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_d}{\partial \mathbf{x}} | \mathbf{x} = \hat{\mathbf{x}}_{k/k} & \frac{\partial f_d}{\partial \theta} | \theta = \hat{\theta}_{k/k} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d\mathbf{x}_k \\ d\theta_k \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

En considérant que les paramètres peuvent varier aléatoirement, l'augmentation d'état conduit au modèle suivant :

$$\mathbf{x}_{ek+1} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{k+1} \\ \theta_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}d_k & 0 \\ 0 & \mathbf{I} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k \\ \theta_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}d_k \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{u}_k + \begin{bmatrix} \omega_{x,k} \\ \omega_{\theta,k} \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

$$\begin{cases} d\mathbf{x}_{ek+1} = \mathbf{H}_k d\mathbf{x}_{ek} + \mathbf{G}_k d\mathbf{u}_k + \omega_k \\ d\mathbf{y}_k = \mathbf{F}_k d\mathbf{x}_{ek} + \mathbf{v}_k \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Avec

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{A}d_k(\theta_k) & \frac{\partial(\mathbf{A}d_k \mathbf{x}_k + \mathbf{B}d\mathbf{u}_k)}{\partial \theta} | \theta = \hat{\theta}_{k/k} \\ 0 & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (\text{III.31})$$

$$\mathbf{G}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{B}d_k(\theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.32})$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}(\theta_k) & \frac{\partial(\mathbf{C}\mathbf{x}_k)}{\partial \theta} | \theta = \hat{\theta}_{k/k} \end{bmatrix} \quad (\text{III.33})$$

La principale difficulté de ce modèle linéarisé est le calcul du terme jacobien $\mathbf{J}_k$ de la matrice $\mathbf{H}_k$.

$$J_k = \frac{\partial(Ad_k x_k + Bd_k u_k)}{\partial \theta} \bigg|_{\theta = \hat{\theta}_{k/k}} \quad (\text{III.34})$$

Ce terme peut être déterminé, soit de manière exacte par un calcul analytique, soit de manière approximative en fonction du degré de complexité de la représentation d'état du système étudié.

Pour obtenir l'estimation optimale de l'état et des paramètres, il suffit d'appliquer le filtre standard au modèle linéarisé H et F.

On retrouve alors les différentes étapes successives de la procédure décrites précédemment :

➤ Phase d'Initialisation :

$$x_{0/0} = x_0, \theta_{0/0} = \theta_0, P_{0/0} = P_0$$

➤ Phase de Prédiction :

$$\hat{x}_{ek+1/k} = \begin{bmatrix} \hat{x}_{k+1/k} \\ \hat{\theta}_{k+1/k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ad_k & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{x}_k \\ \hat{\theta}_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Bd_k \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u_k \quad (\text{III.35})$$

$$P_{k+1/k} = H_k \cdot P_{k/k} \cdot H_k^T + Q_k \quad (\text{III.36})$$

phase de Correction de l'état et des paramètres :

- Calcul du gain de Kalman

$$K_{k+1} = P_{k+1/k} \cdot F_k^T (F_k \cdot P_{k+1/k} \cdot F_k^T + R_{k+1})^{-1} \quad (\text{III.37})$$

- Calcul de la Covariance optimale

$$P_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1} \cdot F_{k+1}) \cdot P_{k+1/k} \quad (\text{III.38})$$

- Calcul de l'Estimation optimale de l'état et des paramètres

$$\hat{x}_{ek+1/k+1} = x_{ek+1/k} + K_{k+1} \cdot (y_{k+1} - F_{k+1} \cdot \hat{x}_{ek+1/k}) \quad (\text{III.39})$$

On schématise alors le filtre de Kalman étendu de la manière suivante:

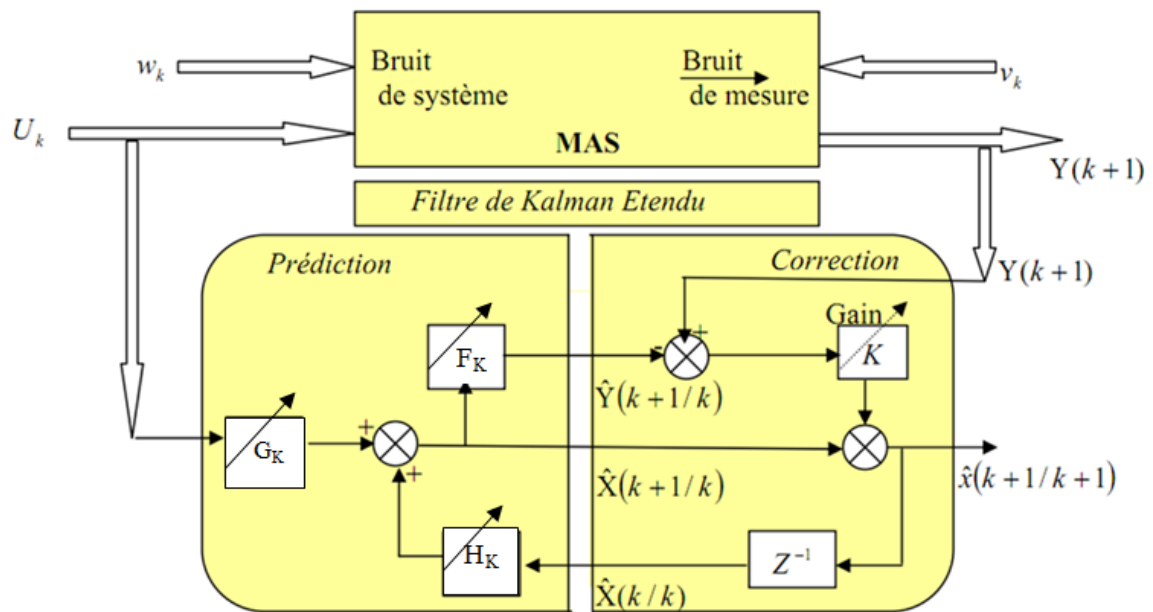


Figure (III.6) : Schéma de Principe du Filtre de Kalman Étendu.

III.10. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté un outil de filtrage de type stochastique, qui est le filtre de Kalman simple utilisé dans le cas des systèmes linéaires puis nous avons introduit le filtre de Kalman étendu pour le cas des systèmes non linéaires. Enfin, ayant présenté les filtres de Kalman standard et étendu, on passe à son application qui est l'objectif du quatrième chapitre.

Chapitre IV

Estimation de la vitesse et la résistance rotoriques par le filtre de Kalman étendu

Chapitre IV

Estimation de la vitesse et la résistance rotoriques par le filtre de Kalman étendu

IV.1. Introduction :

Au chapitre précédent, on a présenté les formulations du filtre de Kalman standard et étendu. Dans le présent, on envisage son application (filtre de Kalman standard) à la machine asynchrone modélisée par les équations d'états, telles que présentées au chapitre deuxième, en vue de l'estimation d'état du système, telle sera la première application. Comme deuxième (filtre de Kalman étendu), on procèdera à l'estimation de la vitesse rotorique et la résistance rotorique, en mesurant les tensions et les courants de la machine asynchrone. Les résultats de simulation sous *MATLAB/SIMULINK* seront également présentés.

IV.2. Technique d'estimation:

L'estimation d'état ou de paramètres représente l'art et la science de construction de modèles mathématiques des systèmes dynamiques à partir des données d'entrée-sortie mesurées. Les grandeurs physiques caractéristiques d'un processus dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe seront le plus souvent reconstruites et estimées à partir d'un modèle d'état du système. [2]

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. [1]

IV.3. Applications du filtre de kalman à la machine asynchrone :

Dans cette section, le filtre de Kalman standard est appliqué pour l'estimation du courant statorique et du flux rotorique suivant les axes α et β d'une machine asynchrone triphasée.

Le système étudié est supposé décrit par un modèle d'état linéaire et discret donné par l'équation (II.26). Cependant, ce modèle est idéal et ne peut véritablement rendre compte de tous les phénomènes qui régissent le système réel.

Afin de modéliser cet écart entre le système réel et le modèle élaboré, on introduit dans l'équation d'état du modèle (équation II.26) un vecteur de perturbation ω_k , encore appelé bruit d'état. Les mesures sont toujours entachées d'erreurs. On introduit donc dans l'équation de mesure un vecteur de bruit de mesure v_k . Le modèle d'état discret tenant en compte les erreurs considérées s'écrit: [24]

$$\begin{cases} x_{k+1} = A d_k \cdot x_k + B d_k \cdot u_k + \omega_k \\ y_k = C d_k \cdot x_k + v_k \end{cases}$$

Où les différentes matrices $A d_k$ sont explicitées ci-dessous :

$$A d_k = \begin{bmatrix} 1 - T_e \gamma & 0 & T_e \frac{k_1}{T_r} & T_e k_1 p \Omega \\ 0 & 1 - T_e \gamma & -T_e k_1 p \Omega & T_e \frac{k_1}{T_r} \\ T_e \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & 1 - \frac{T_e}{T_r} & -T_e p \Omega \\ 0 & T_e \frac{M_{sr}}{T_r} & -T_e p \Omega & 1 - \frac{T_e}{T_r} \end{bmatrix}, B d_k = \begin{bmatrix} \frac{T_e}{\delta L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_e}{\delta L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C d_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec:

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

Comme vecteur d'état à estimer:

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} & \hat{\Phi}_{r\alpha} & \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix}^T$$

Comme vecteur d'entrée :

$$u = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \end{bmatrix}^T$$

La période d'échantillonnage du filtre est considéré confondue avec le pas de résolution et égal à 10^{-4} s. Les matrices de covariance du bruit sur l'état et sur les mesures Q et R respectivement sont données comme suit:

$$Q = \text{diag} \begin{bmatrix} 10^{-3} & 10^{-3} & 10^{-7} & 10^{-7} \end{bmatrix} \quad R = \text{diag} \begin{bmatrix} 10^{-3} & 10^{-3} \end{bmatrix}$$

IV.4. Résultats de simulation:

Le schéma bloc réalisé sous Matlab/Simulink simulant le système bruité et estimé par le filtre de kalman est présenté à la figure (IV.01-02).

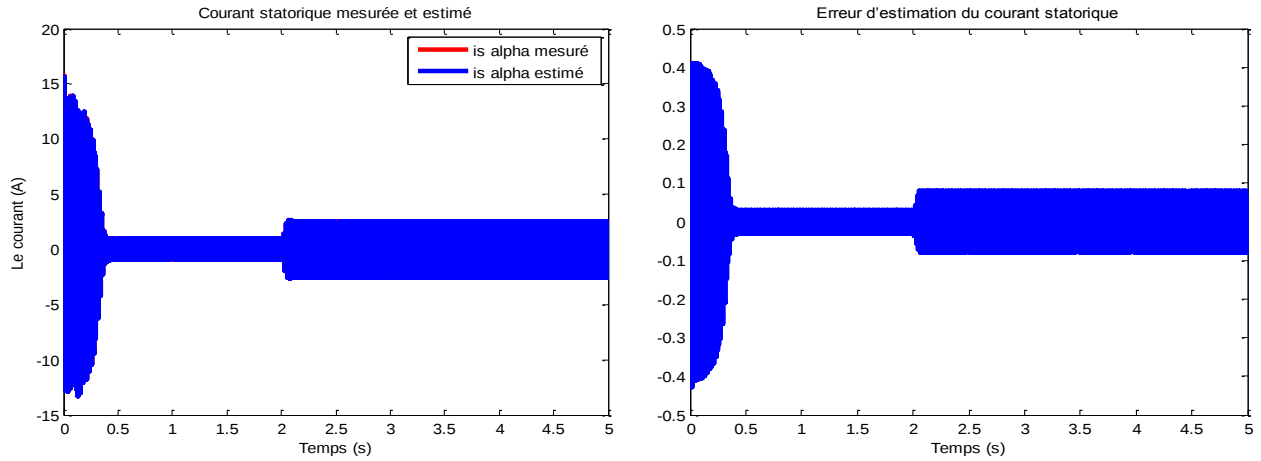


Figure (IV.1): Le courant statorique et son estimé avec l'erreur d'estimation.

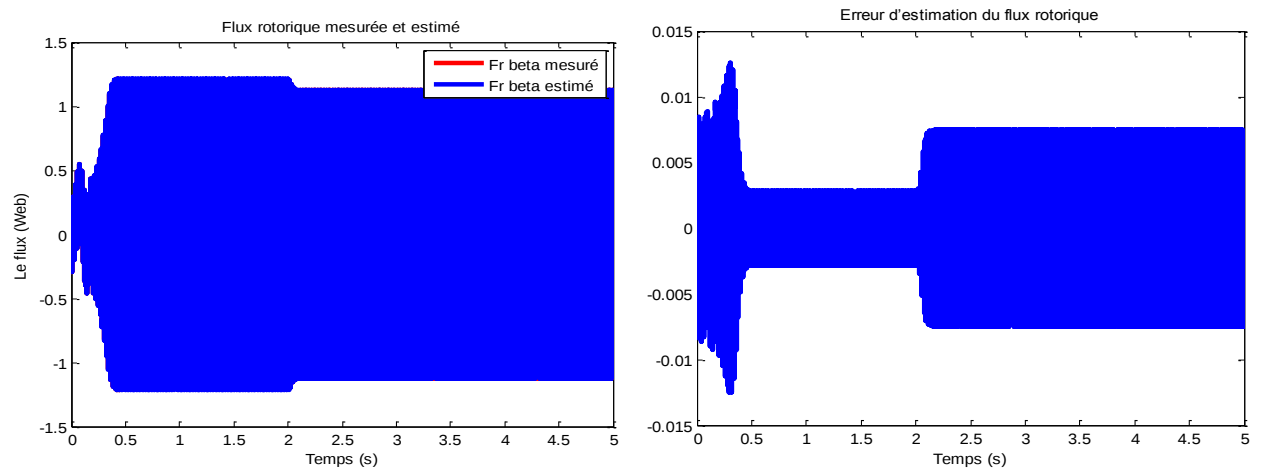


Figure (IV.2): Le flux rotorique et son estimé avec l'erreur d'estimation.

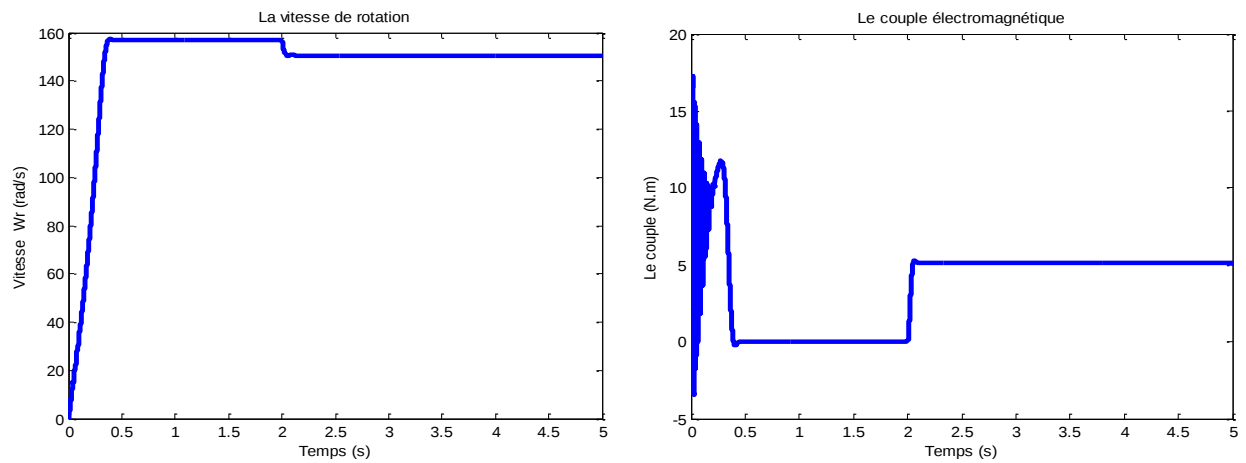


Figure (IV.3): La vitesse rotorique et le couple électromagnétique.

IV.4.1. Interprétation des résultats de simulation:

Les résultats de simulation obtenus montrent les performances de l'estimateur de Kalman, où l'on observe que l'estimation des composantes des courants statoriques et des flux rotoriques coïncident avec les composantes réelles avec une erreur statique d'estimation très faible (Les erreurs d'environ 2.5% pour les courants et de 0.4% pour les flux).

IV.5. Application du filtre de Kalman étendu à la MAS :

Le filtre de Kalman étendu réalise une estimation de l'état d'un processus non linéaire. Il permet notamment d'ajouter, au vecteur d'état, une autre variable que l'on désire estimer. Ce filtre est largement utilisé pour l'estimation des diverses grandeurs de la machine asynchrone, tels que : la vitesse rotorique, le couple de charge, les paramètres électriques et les paramètres mécaniques. Etant donné, que le filtre de Kalman étendu n'est que l'application du filtre de Kalman décrit précédemment dans le cas d'un système non linéaire, par conséquent, ce système doit être discrétisé et linéarise autour du point de fonctionnement (vecteur d'état estimé) actuel.[2]

Dans ce cas, le comportement dynamique du moteur asynchrone peut être modélisé par le modèle suivant:

$$\mathbf{x}_{ek+1} = \begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}d_k \cdot \mathbf{x}_k + \mathbf{B}d_k \mathbf{u}_k + \boldsymbol{\omega}_k \\ \boldsymbol{\theta}_{k+1} = \boldsymbol{\theta}_k + \mathbf{v}_k \end{cases}$$

et

$$\begin{aligned} d\mathbf{x}_{ek+1} &= \mathbf{H}_k d\mathbf{x}_{ek} + \mathbf{G}_k d\mathbf{u}_k + \boldsymbol{\omega}_k \\ d\mathbf{y}_k &= \mathbf{F}_k d\mathbf{x}_{ek} + \mathbf{v}_k \end{aligned}$$

Le vecteur d'état étendu choisi s'écrit :

$$\mathbf{x}_e = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & \Phi_{dr} & \Phi_{qr} & \theta \end{bmatrix}^T$$

Le vecteur étendu estimé est :

$$\hat{\mathbf{x}}_e = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} & \hat{\Phi}_{r\alpha} & \hat{\Phi}_{r\beta} & \hat{\theta} \end{bmatrix}^T$$

IV.6. Estimation de la vitesse rotorique :

Le paramètre à estimer est $\Omega = \theta$. D'après (III.29) la nouvelle matrice d'état standard discrétisée est:

$$Ad_k = \begin{bmatrix} 1-T_e\gamma & 0 & T_e \frac{k_1}{T_r} & T_e k_1 p \Omega & 0 \\ 0 & 1-T_e\gamma & -T_e k_1 p \Omega & T_e \frac{k_1}{T_r} & 0 \\ T_e \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & 1-\frac{T_e}{T_r} & -T_e p \Omega & 0 \\ 0 & T_e \frac{M_{sr}}{T_r} & T_e p \Omega & 1-\frac{T_e}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Les grandeurs d'entrées ainsi que le vecteur d'état sont :

$$\begin{cases} u = [v_{s\alpha} & v_{s\beta}]^T \\ x = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5]^T = [i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta} & \Omega]^T \end{cases}$$

Après calcul, les matrices d'état et d'observations linéarisées sont :

$$H_k = \begin{bmatrix} 1-T_e\gamma & 0 & T_e \frac{k_1}{T_r} & T_e k_1 p x_5 & T_e k_1 p x_4 \\ 0 & 1-T_e\gamma & -T_e k_1 p x_5 & T_e \frac{k_1}{T_r} & -T_e k_1 p x_3 \\ T_e \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & 1-\frac{T_e}{T_r} & -T_e p x_5 & -T_e p x_4 \\ 0 & T_e \frac{M_{sr}}{T_r} & T_e p x_5 & 1-\frac{T_e}{T_r} & T_e p x_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad G_k = \begin{bmatrix} \frac{T_e}{\delta L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_e}{\delta L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$F_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

IV.7. Résultats de simulation :

Pour le filtre de Kalman étendu les matrices de covariance Q et R sont fixées comme suit:

$$Q = \text{diag} [10^{-5} \quad 10^{-5} \quad 10^{-8} \quad 10^{-8} \quad 10^{-5}] \quad R = \text{diag} [10^{-4} \quad 10^{-4}]$$

La période d'échantillonnage du filtre égal à 10^{-4} s.

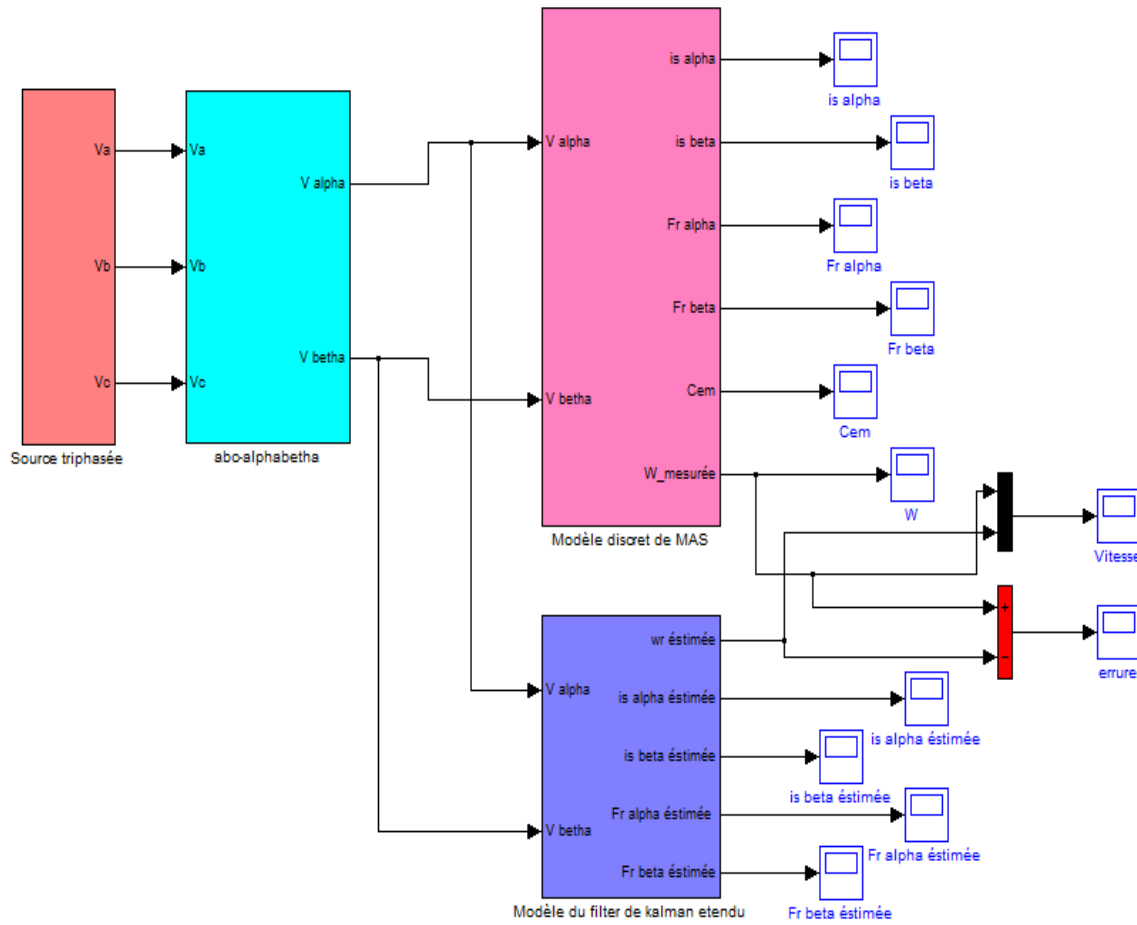
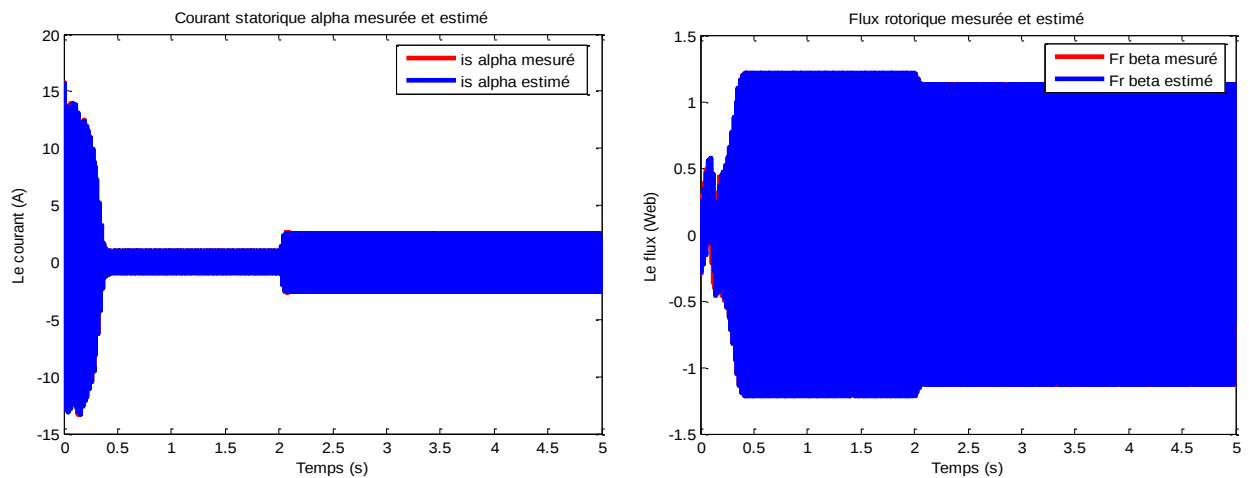


Figure (IV.4): Modèle d'estimation la vitesse rotorique.

Nous allons maintenant présenter les résultats de simulation.



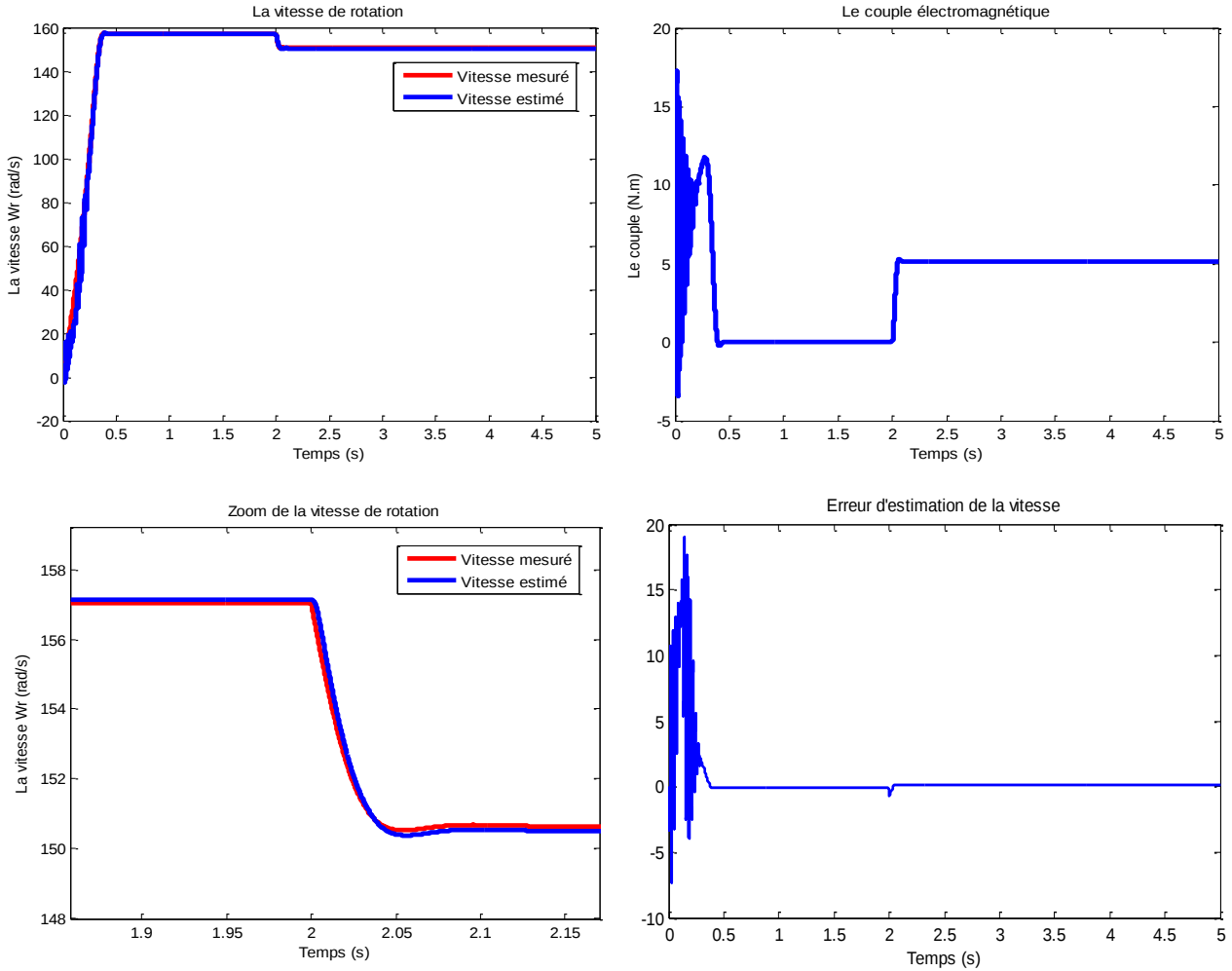


Figure (IV.5): Résultats de simulation de technique le EFK pour estimer la vitesse de rotation.

IV.7.2. Interprétations des résultats de simulation:

Les résultats obtenus montrent que la technique utilisée donne une bonne estimation de la vitesse de rotation, et la vitesse estimée converge bien et suit parfaitement la vitesse réelle du moteur. L'erreur statique entre la valeur réelle et celle estimée de la vitesse de rotation est négligeable en régime permanent, on trouve que cette erreur est minime pendant le régime transitoires.

Dans le partie précédent, la vitesse été estimer pendant de suppose que la résistance du rotor est constante tout au long de la plage de fonctionnement. Mais pratiquement, la résistance change considérablement avec la température ce qui est représentent un problème très important pour assurer le bon fonctionnement du variateur électrique. Une variation très importante de la résistance rotorique affecte les performances de l'estimateur.

Dans cette partie, on utilise le EFK pour estimer la résistance rotorique cette estimation est réalisée en prenant les paramètres à estimer comme des états supplémentaires et en formant un vecteur d'état augmenté.

IV.8. Estimation de la résistance rotorique:

Dans la pratique, l'apparition d'un défaut engendre des variations des variables électriques (courants) et mécaniques (couple, vitesse) produites par les variations des paramètres de la machine. Mais, les variations de charge entraînent aussi des variations de paramètres électriques. Il nous faut donc discriminer leur influence par rapport à celles des défauts. Etant donné que R_r est le paramètre à estimer. [2]

Le vecteur d'état est : $\left\{ \mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6]^T = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta} \ R_r \ \Omega]^T \right.$

Après calcul, les matrices d'état et d'observations linéarisées sont :

$$H_k = \begin{bmatrix} 1 - T_e \gamma_1 & 0 & T_e \frac{k_1}{T_r} & T_e k_1 p x_5 & T_e (\gamma_2 x_1 + \frac{k_1}{L_r} x_3) & T_e k_1 p x_4 \\ 0 & 1 - T_e \gamma_1 & -T_e k_1 p x_5 & T_e \frac{k_1}{T_r} & T_e (\gamma_2 x_2 + \frac{k_1}{L_r} x_4) & -T_e k_1 p x_3 \\ T_e \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & 1 - \frac{T_e}{T_r} & -T_e p x_5 & T_e (\frac{M_{sr}}{L_r} x_1 - \frac{1}{L_r} x_3) & -T_e p x_4 \\ 0 & T_e \frac{M_{sr}}{T_r} & T_e p x_5 & 1 - \frac{T_e}{T_r} & T_e (\frac{M_{sr}}{L_r} x_2 - \frac{1}{L_r} x_4) & T_e p x_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & T_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & T_e \end{bmatrix}$$

$$G_k = \begin{bmatrix} \frac{T_e}{\delta L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_e}{\delta L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad F_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\gamma_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M_{sr}^2}{\sigma L_s L_r^2} \quad \gamma_2 = -\frac{M_{sr}^2}{\sigma L_s L_r^2} \quad k_1 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

IV.9. Résultats de simulation :

Le réglage du filtre se fait par l'affectation des valeurs aux matrices Q et R. Dans notre cas, nous recherchons un compromis entre la dynamique et la stabilité tout en favorisant la stabilité. Ces matrices Q et R sont données comme suit:

$$Q = \text{diag} \begin{bmatrix} 10^{-5} & 10^{-5} & 10^{-8} & 10^{-8} & 10^{-5} & 10^{-2} \end{bmatrix} \quad R = \text{diag} \begin{bmatrix} 10^{-1} & 10^{-1} \end{bmatrix}$$

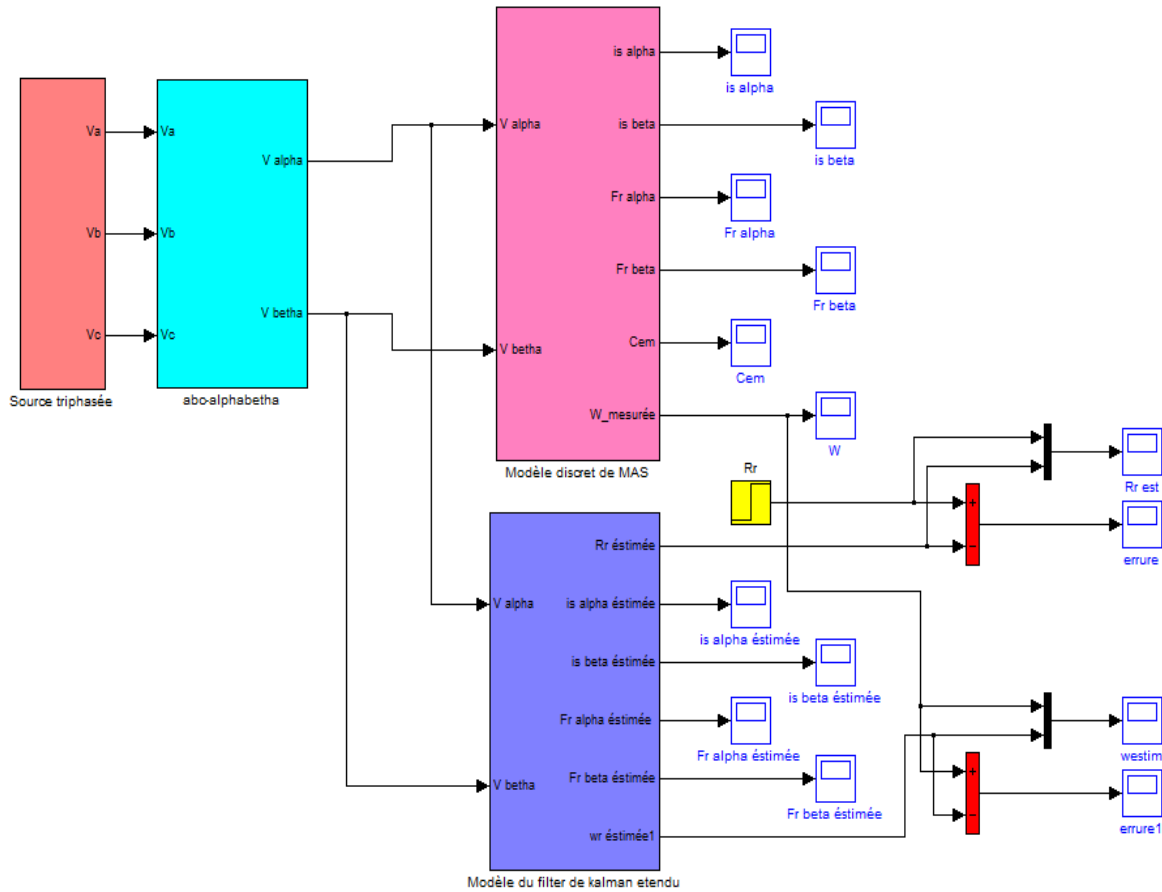


Figure (IV.6): Modèle d'estimation la résistance rotorique.

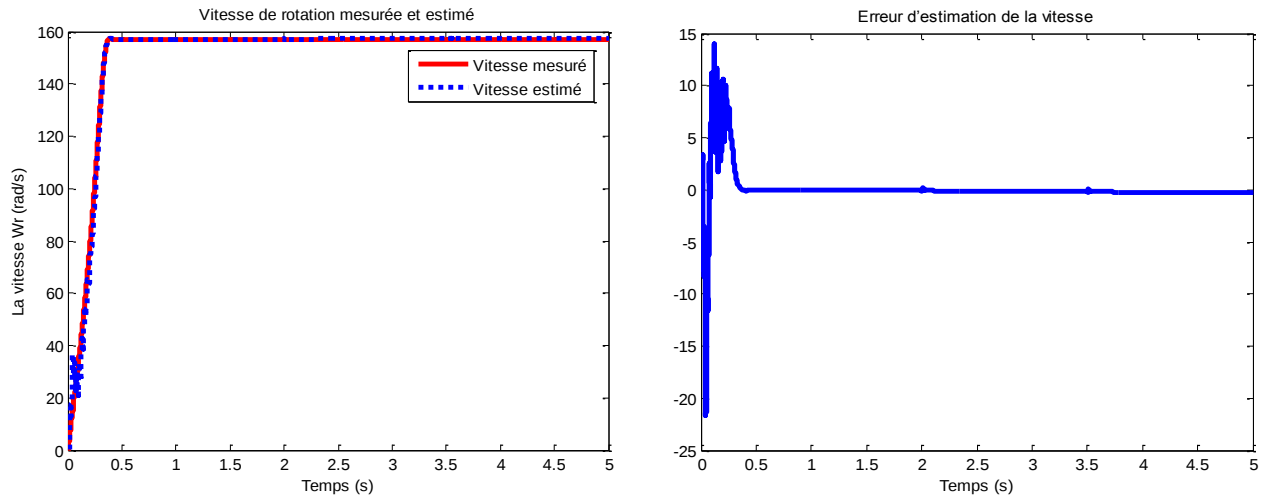


Figure (IV.7): Evolution de la vitesse de rotation réelle, estimée et son erreur d'estimation

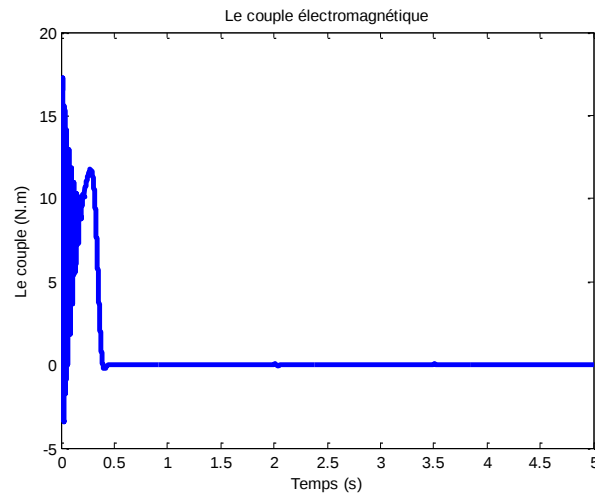


Figure (IV.8): Le couple électromagnétique

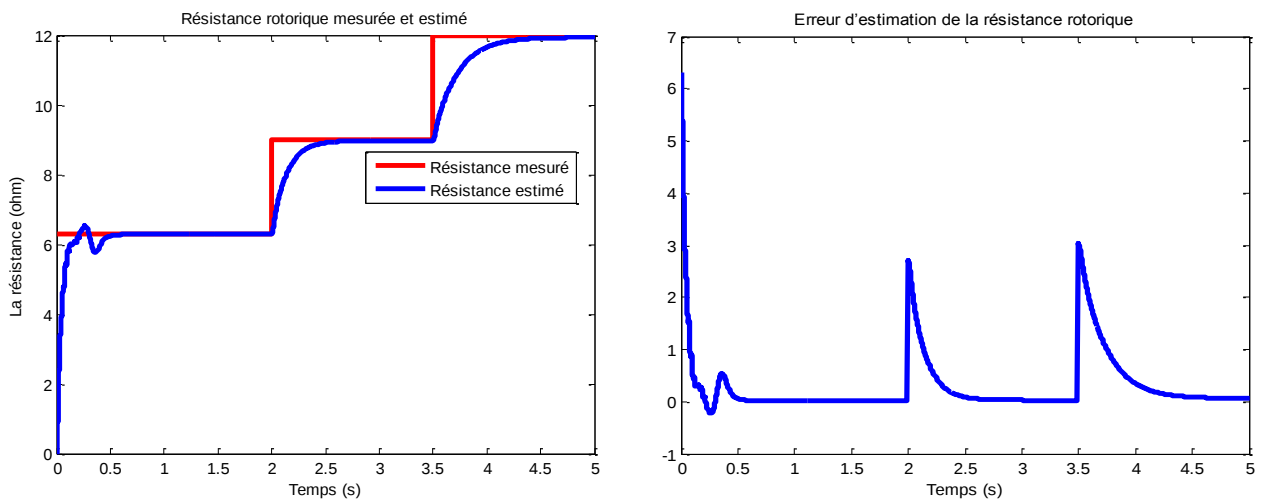


Figure (IV.9): Evolution de résistance réelle, estimée et son erreur d'estimation.

IV.9.2. Interprétations des résultats de simulation:

Pour les essais à vide, on ne constate aucun changement perceptible dans la couple électromagnétique et la vitesse dus aux variations des résistances, au début, la résistance rotorique du moteur est égale à sa valeur nominale (6.3ohm). A $t=2s$, cette résistance est prise égale à une valeur de 9 ohm (augmentation à 71% de la valeur nominale). A $t=3.5s$, la résistance rotorique du moteur est prise à nouveau égale à une valeur de 12 ohm (correspondant à une augmentation de 95% de la valeur nominale). On peut observer que, malgré les variations extrêmes de la résistance rotorique, le filtre reste stable et robuste et permet d'estimer cette résistance rotorique avec précision. Donc, ils peuvent se servir comme une alarme indicatrice de défaut.

IV.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons utilisé les techniques pour estimation d'état et de paramètres de la machine. Le filtre de Kalman standard est utilisé dans les systèmes linéaires pour l'estimation d'état tandis que le filtre de Kalman étendu est utilisé dans les systèmes non linéaires pour l'estimation d'état et des paramètres. Les résultats de simulation du filtre de Kalman (standard et étendu) sont très satisfaisants de point de vue erreur d'estimation. On a constaté que sa mise en œuvre est facile. En effet, ce filtre possède une stabilité et une convergence remarquables.

Conclusion générale

Dans ces dernières années, le filtre de Kalman appliqué à la machine asynchrone a fait l'objet de plusieurs travaux de recherche, sur le plan théorique (modélisation et formulation des équations du filtre pour la machine) ou sur le plan expérimental (implantation en temps réel et estimation en ligne des grandeurs).

Le travail présenté dans ce mémoire porte essentiellement sur l'estimation de l'état de la machine asynchrone à cage en utilisant filtre de Kalman standard et la vitesse et la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu.

La méthode d'estimation à base de filtre de Kalman étendu étudié dans ce mémoire a montré son efficacité pour minimisation de la variance de l'erreur d'estimation. Son avantage réside dans sa robustesse vis à vis des bruits d'état et de mesure.

Enfin on peut dire que ce technique d'estimation linéaire ou non linéaire permettent l'indentification les paramètres de la machine asynchrone en utilisant un minimum de capteurs, c'est-à-dire, en se basant sur un algorithme d'estimation qui remplacera le capteur matériel. Ceci permet d'augmenter la fiabilité des systèmes d'entraînement par réduction du nombre de capteurs matériels.

Annexe

La machine utilisée est une machine asynchrone à cage d'écureuil standard. Ses caractéristiques principales sont les suivantes :

Plaque signalétique :

Puissance nominale	$P_n = 0.75 \text{ kW}$
Tension nominale	$V = 220/380\text{V}$
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Couple résistant	$C_r = 5.15 \text{ N.m}$

Paramètres électriques :

Résistance statorique	$R_s = 10 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 6.3 \Omega$
Inductance cyclique du stator	$L_s = 0.652 \text{ H}$
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 0.65 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$M = 0.612 \text{ H}$

Paramètres mécaniques :

Coefficient de frottements	$f_r = 0 \text{ SI}$
Moment de d'inertie	$J = 0.02 \text{ kg.m}^2$

Références

- [1] Bourbia Wafa, « Etude Comparée des Estimateurs de vitesse pour la commande de la machine asynchrone ». Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba, 2016.
- [2] KRIM Imane & REBIHI Brahim, « Applications des filtres de Kalman étendu et non parfumé à l'estimation d'état d'un système non linéaire ». Mémoire Master, M'SILA Université Mohamed Boudiaf-M'Sila, 2019,
- [3] Belmahdi Fatiha, « Application du filtre de Kalman pour le dé bruitage des signaux ». Mémoire Magister. Université Mouloud Mammeri, 2015.
- [4] BADREDDINE Rouza & MAHMOUDI Nassira, « Contribution à la réalisation d'un logiciel de Conception des machines asynchrones À flux radial ». Mémoire d'ingénieur. Université Mohamed Boudiaf-M'Sila, 2008.
- [5] REMADNIA Faysal & Khaled ABDYOU, « Optimisation paramétrique des machines asynchrone par l'application des algorithmes génétiques ». Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila, 2008.
- [6] HORCH Sofiane & LAOUEDJ Yamina, « Etude sur les différents types de démarrage des machines asynchrone triphasé ». Mémoire Master, Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent 2016,
- [7] NASRI Farid & AYCHE Mohamed, « Etude des procédés freinages de moteurs asynchrones triphasés par les automates programmables industriels (API) ». Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila, 2007.
- [8] BOUBACAR Housseini, « Prototypage rapide à base de FPGA d'un algorithme de contrôle avancé pour le moteur à induction ». Mémoire Majester. Université du Québec à Trois-Rivières, 2010.
- [9] HAMMOUM Amar & BENDJAFAR Mourad, « modélisation et simulation d'un variateur de vitesse d'un moteur asynchrone ». Mémoire Master. Université Saad Dahab de Blida.
- [10] HAMDAD Nassima, « Transformée de huang-hilbert: application à la détection des défauts ». Mémoire Majester, Université Mouloud Mammeri, Tizi-ozo, 2013.
- [11] BENDANIA Nadire & KECHIDA Ridha, « Estimation de la vitesse d'une machine à induction par filtre de Kalman ». Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Khider Biskra, 2007.
- [12] ALIAI Salim & GUEDDA Smail., « Commande Vectorielle d'une Machine à Induction ». Mémoire Master. Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2018.

-
- [13] CARON Jean-Pierre & JEAN-PAUL Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone ». Paris: éditions Techni, 1995.
- [14] AISSAINE Mohamed & IMAMOUINE Nadjib, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux ». Mémoire Master. Université Saad Dahlab de Blida 2016.
- [15] GUERAR Khalil & BENGUESMIA Toufik, « Implémentation de la commande scalaire pour une machine asynchrone triphase ». Mémoire Master, Université Mohamed Boudiaf-M'sila, 2018.
- [16] BILAL Guesmia & BRAHIM Mecheri, « Commande vectorielle à flux orienté de la machine à induction sans capteur de vitesse ». Mémoire d'ingénieur. Université Mohamed Boudiaf-M'sila, 2009.
- [17] Ben miloud T, « commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques ». Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2012.
- [18] REGHIOUI Hassen, « Amélioration des performances de la commande directe de couple (DTC) appliquée à une machine asynchrone triphasée ». Mémoire Magister. Université Mohamed Khider-Biskra, 2017.
- [19] YAHIAOUI Omar & LABZA Tahar, « Etude et simulation association onduleur de tension-Asynchrone Et Règle Par Mode Glissant ». Mémoire d'ingénieur. Université Mohamed Boudiaf-M'sila, 2007.
- [20] Saoudi Mohamed, « Contrôle par mode glissant d'ordre deux de la machine asynchrone ». Mémoire d'ingénieur. Université Mohamed Khider-Biskra, 2014.
- [21] REGHIOUI Hassen, « Amélioration des performances de la commande directe de couple (DTC) appliquée à une machine asynchrone triphasée ». 2017.
- [22] BACHIR Smail. « Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique ». Thèse Doctorale, Université de Poitiers. 2002.
- [23] BEDBOUDI Mohamed, « Commande et diagnostic des défauts de la machine asynchrone ». Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba, 2016.
- [24] ABDELKERIM Amine & ABDELKERIM, « Traitement des signaux EEG pour le dépistage de la Maladie épilepsie par l'Algorithme CKF ». Mémoire Master, Université Badji Mokhtar Annaba, 2019.
- [25] SALHI Med Walid, « Observateurs et détection de défauts ». Mémoire Master, Université Badji Mokhtar Annaba, 2019.

- [26] HAMANI Samir & BAKOUR Abd elbasset, « Ajustement optimal des paramètres du filtre de Kalman étendu en vue d'estimation d'état d'une machine synchrone à aimants permanents » mémoire Master, Diss. Université Mohamed Boudiaf-M'Sila, 2017.
- [27] AOURAGH NABIL» Implation d'une identification en temps reel de la machine asynchrone a cage sur le DSP TMS320 LF 2407 A ». Mémoire Magister, Université Mohamed Khider-Biskra 2004.