

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

BADJI MOKHTAR- ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

Année : 2018

Faculté: Sciences de l'Ingénierat
Département: Electronique

MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de : MASTER

Intitulé :

Détection des défauts d'un moteur à induction

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : AUTOMATIQUE

Spécialité : système

Par :

RABEHI FAYCAL

DEVANT Le JURY

Président : SAADI MOHAMED NACER Grade Dr UBM Annaba

L'encadreur de mémoire : SAIDI MOHAMED LARBI Grade Dr UBM Annaba

Examineurs : BENMOUSSA SAMIR Grade Dr UBM Annaba

Sommaire

Les machines asynchrones

Historique :	2
Introduction générale :	4
Chapitre I Machine asynchrone : constitution et principe de fonctionnement	6
I.1. Introduction :	7
I.2. Constitution du moteur asynchrone à cage :	7
1.2.1. Le stator :	8
1.2.2. Le rotor :	9
1.2.2.1. Rotor bobiné :	10
1.2.2.2. Rotor à cage :	11
I.3. Principe de fonctionnement :	12
I.4. Conclusion :	13
Chapitre II Méthodes de diagnostic de la MAS	14
II.1 Introduction :	15
II.2. Définitions et objectifs :	16
II.3. Présentation des différents défauts (causes, effets, statistiques) :	16
II.3.1. Les causes des défauts :	16
II.3.2. Les différents défauts :	16
II.3.3. Etudes statistiques :	17
II.4. Le diagnostic industriel :	19
II.4.1. Classification des méthodes de diagnostic :	19
II.4.2. Définition des systèmes de surveillance :.... Erreur ! Signet non défini._Toc523444194	
II.4.3. Principe d'un système de surveillance des défauts dans un moteur asynchrone :	21
II.5. Diagnostic à base de modèle :	22
II.5.1. Génération de résidus :	23
II.5.1.1. Estimation paramétrique :	23
II.5.1.2. Espace de parité :	25
II.5.1.3. Estimation d'état :	26
II.5.2. Détection :	26
II.5.3. Localisation :	26
II.6. Conclusion :	27
Chapitre III Modélisation de la machine asynchrone	28

III.1. Introduction :	29
III.2. Modélisation de la machine asynchrone :	29
III.2.1. Hypothèse simplicatrices :	29
III.2.2. Modélisation dynamique de la machine asynchrone :	30
III.2.3. Les équations électriques :	30
III.2.4. Les équations magnétique:	31
III.3. Transformation du système triphasé :	32
III.3.1. Pour quoi la transformation du système ?	32
III.3.2. Transformation de Park :	32
III.3.3. Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q :	33
III.3.4. Equation magnétique d'un enroulement triphasé dans les axes d et q :	35
III.3.5. Equation des tensions :	36
III.3.6. Expression du couple électromagnétique et de la puissance :	36
III.3.7. Equation du mouvement :	37
III.4. Choix du référentiel d-q :	38
III.5. Modélisation dans l'espace d'état :	38
III.5.1. Représentation d'état :	38
III.5.2. Modèle de la MAS alimentée en tension :	39
III.5.3. Représentation d'état du modèle de la MAS dans le repère d, q	40
III.6. Conclusion :	41
Chapitre IV Observateur d'état	42
IV.1. Introduction à l'estimation et l'observation des états :	43
IV.2. Principe d'un observateur	43
IV.3. Observabilité et commandabilité d'un système :	44
IV.4. Classification des observateurs :	46
IV.4.1. Les observateurs déterministes :	46
IV.4.2. Les observateurs stochastiques :	48
IV.4.3. Les observateurs linéaires :	49
IV.4.4. Les observateurs non linéaires :	49
IV.5. Présentation de l'observateur utilisé :	49
IV .5.1. L'observateur Grand Gain :	49
IV.5.2. Utilisation de l'observateur Grand Gain :	51
IV.5.3. Réduction de l'ordre l'observateur :	52
IV.6. 1 Conclusion :	54

Chapitre V : résultat de simulation	55
V.1. Introduction :	56
V.2. Caractéristiques et modèle de la machine :	56
v .3. Simulation numérique	57
V.3.1 Résultats de simulation pour un moteur sain :	59
V.3.2 Résultats de simulation pour un système sain :	64
V.3.3. Résultats de simulation pour un système défaillant :	65
V.3.4. Résultat de simulation sain et défaillant (diagnostic) :	68
V.4. Conclusion :	72
❖ Conclusion générale :	73

Liste des figures et tableaux.

Chapitre I

Fig.1.1. éléments constitutifs d'un moteur asynchrone.

Fig.1.2. le champ magnétique tournant dans le stator.

Fig.1.3. stator d'une machine asynchrone.

Fig.1.4. rotor cage d'écureil.

Fig.1.5. rotor bobiné.

Fig.1.6. rotor à cage.

Fig.1.7. Coupe d'un rotor à cage à encoches profondes.

Chapitre II Fig.2.1. Proportion des

défauts.

Fig.2.3. Classification des méthodes de diagnostic

Fig.2.4. Les différentes étapes de diagnostic.

Fig.2.5. Architecture générale de la détection de défaut à base de modèles.

Fig.2.6. Génération des résidus.

Fig.2.7. Estimation des paramètres.

Fig2.7. Principe générale d'un estimateur de sortie.

Chapitre III

Fig.3.1. Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

Fig.3.2. Représentation des enroulements fictifs d'axes d-q.

Fig.3.3. Schéma de principe de processus onduleur-MAS.

Fig.4.1. Schéma de principe d'un observateur.

Chapitre IV

Fig.4.2. Schéma de principe d'un observateur de luenberger.

Fig.4.3. Synoptique de l'observation avec réduction de l'ordre.

Chapitre V

Table des

figures

Fig.5.1. Position des pôles et des zéros de la MAS

Fig.5.2. Courant statorique suivant l'axe d.

Fig.5.3. Courant statorique suivant l'axe **Fig.5.4.** Couple électromagnétique.

Fig.5.5. Vitesse.

Fig.5.6. Flux rotorique suivant l'axe **Fig.5.7.** Flux rotorique suivant l'axe q

Fig.5.8. Les trois Courants statoriques dans les phases A, B, C.

Fig.5.9. Résistance robotique réelle et estimée.

Fig.5.10. Flux rotorique réel et estimé suivant l'axe q. **Fig.5.11.** Flux rotorique réel et estimé suivant l'axe d.

Fig.5.12. Résistance rototique réelle et estimée (défaut).

Fig.5.13. Flux rotorique réel et estimé suivant l'axe d en présence d'un défaut. **Fig.5.14.** Flux rotorique réel et estimé suivant l'axe q en présence d'un défaut.

Fig.5.15. Vitesse en présence d'un défaut.

Fig.5.16. Couple électromagnétique en présence d'un défaut.

Fig.5.17. Flux rotorique estimé sain et défaillant suivant l'axe q

Fig.5.18. Zoom de la (fig .5.17)

Fig.5.19. Flux rotorique estimé sain et défaillant suivant l'axe d.

Fig.5.20. résistance rotorique saine et défaillante.

Fig.5.21. Couple électromagnétique sain et défaillant.

Fig.5.22. Zoom de la(Fig.5.21).

Fig.5.23. Vitesse saine et défaillante.

Tableau

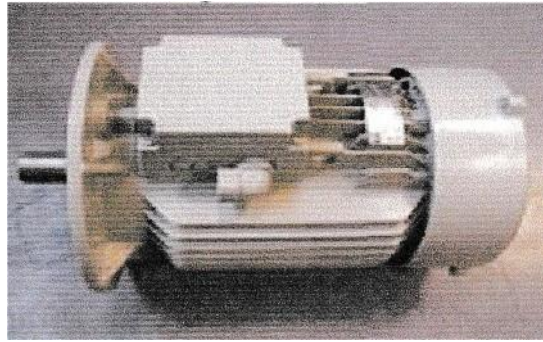
Tableau 5.1. Caractéristiques de la machine.

Liste de notation et symboles

X	: Grandeur réelle.
\hat{X}	: Grandeur estimé
A, B, C	: indice des phase statoriques
a,b,c	: indice des phase rotoriques
s,r	: indice de l'axe direct
q	: indice de l'axe en quadrature
o	: indice de l'axe homopolaire
$X_{rd} = X_{dr}$: Grandeur liée à l'axe d
$X_{rq} = X_{qr}$: Grandeur liée à l'axe q
[p]	: Matrice de Park
$[P]^{-1}$: Matrice de Park inverse
[L _{ss}]	: Matrice d'inductance statorique
[L _{rr}]	: Matrice d'inductance rotorique
[M _{rs}]	: Matrice d'inductance mutuelle rotor-stator (influence du stator sur le rotor)
[M _{sr}]	: Matrice d'inductance mutuelle stator-rotor (influence du rotor sur le stator)
[V _s]	: Vecteur de tension statorique
[V _r]	: Vecteur de tension rotorique
[I _s]	: Vecteur de courant statorique
[I _r]	: Vecteur de courant rotorique
[ϕ_s]	: Vecteur de flux statorique.
[ϕ_r]	: Vecteur de flux rotorique.
V (v)	: Tension
L (A)	: courant
ϕ (Wb)	: flux
M(H)	: L'inductance mutuelle maximale lorsque l'axe A coïncide avec l'axe a ($\theta=0$).
L _s (H)	: Inductance propre d'une phase statorique.
L _r (H)	: Inductance propre d'une phase rotorique.
M _s (H)	: Inductance mutuelle entre deux phases statorique.

$M_r(H)$: Inductance mutuelle entre deux phases rotorique.
J (kg.m ²)	: Moment d'inertie des masses tournantes.
k_f (N.m.s/rad)	: Coefficient de frottement visqueux.
P	: Nombre de paire de pôles.
L_s	: Inductance cyclique propre du stator (l_s-M_s).
L_r	: Inductance cyclique propre du rotor (l_r-M_r).
L_m	: Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor $(3/2)M$.
R_s (Ω)	: Résistance statorique.
R_r (Ω)	: Résistance rotorique
T_s (Ls/ Rs)	: Constante de temps statorique
T_r (Lr/ Rr)	: Constante de temps rotorique
σ ($1 - L_m^2 / L_s L_r$)	: coefficient de dispersion de blondel
Ω (rad/s)	: Vitesse de rotation mécanique.
ω (rad/s)	: Vitesse de rotation électrique ($m= p/2$).
ω_s (rad/s)	: Pulsation électrique statorique.
ω_{sl} (rad/s)	: Pulsation de glissement ($\omega_p - m$).
ω_p (rad/sec)	: La vitesse angulaire de l'axe (d, q) par rapport aux système d'axe
θ (rad)	: la position angulaire du rotor par rapport au stator.
θ_{sl} (rad)	: L'angle électrique entre a et d ($\theta_p - 0$).
θ_p (rad)	: L'angle électrique entre A et d
C_e (N.m)	: Couple électromagnétique.
C_r (N.m)	: Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
Ω (N.m)	: Couple de frottement visqueux.
Sigles utilisés :	
MAS	Machine asynchrone.

Historique et introduction
générale



Les machines asynchrones

Historique :

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs : en 1887, Nikola 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, Fvlichai Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé 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 de 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 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 parisiens.

Introduction générale :

Le diagnostic des machines électriques s'est fortement développé dans le monde industriel car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient, pour certaines applications, indispensable. Les chaînes de production doivent être dotées de systèmes de protection fiable car une quelconque défaillance, même la plus anodine, peut même à un dommage matériel ou corporel inévitable. C'est pour éviter ces problèmes que la recherche, sur le plan mondial, s'emploie depuis plusieurs dizaines d'années à élaborer des méthodes de diagnostic. Celles-ci ont pour premier objectif de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant apparaître en un point particulier du système.

La croissance de ce type de machine électrique, essentiellement due à sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et de fabrication, sa robuste mécanique ou encore sa quasi-absence d'entretien, est telle que nous la trouvons maintenant dans tous les domaines industriels et en particulier dans les secteurs de pointe comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie ou encore les transports ferroviaires. À titre d'exemple, aux États-Unis, 70 millions de moteurs asynchrones sont fabriqués chaque année pour une population d'environ 300 millions de personnes. Toute proportion gardée, il est clair que ces moteurs nous conduisent à porter une attention de plus en plus sérieuse quant à leur fonctionnement et leur disponibilité. En effet l'apparition d'un défaut conduit le plus souvent à un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone entraînant, en conséquence, un coût de réparation non négligeable pour l'entreprise (cas des machines de fortes puissances) sans oublier la perte de production occasionnée. Dans le domaine nucléaire, par exemple, il est indispensable d'assurer la sécurité des personnes et du matériel car aucun système, qu'il soit simple ou complexe n'est à l'abri d'un dysfonctionnement.

Le **moteur asynchrone** est de beaucoup le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, comme c'était auparavant du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer.

Notre mémoire comporte cinq chapitres: le premier traite la machine du point de vue fonctionnement et constitution. On cite dans le 2eme chapitre les différents défauts qui apparaissent et quelques méthodes utilisées au diagnostic, le 3eme chapitre donne le modèle d'état de la machine asynchrone, le 4eme traite l'observateur d'état et beaucoup plus le filtre grand gain qu'on l'utilise dans le 5eme chapitre qui donne la simulation avec le logiciel Matlab/Simulink.

Chapitre I :
Machine asynchrone : constitution
Et principe de fonctionnement

Chapitre I Machine asynchrone : constitution et principe de fonctionnement

I.1. Introduction :

Dans ce premier chapitre nous présentons les différentes parties d'une machine asynchrone. Chacune est introduite selon sa forme de construction et de son principe de fonctionnement. Au fur et à mesure qu'on avance dans le développement de ce chapitre, les expressions mathématiques nécessaires pour la formulation du modèle de la machine sont insérées dans le texte.

I.2. Constitution du moteur asynchrone à cage :

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe; on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés eux-mêmes en permanence, on définit deux types de rotor: bobiné ou à cage d'écureuil.

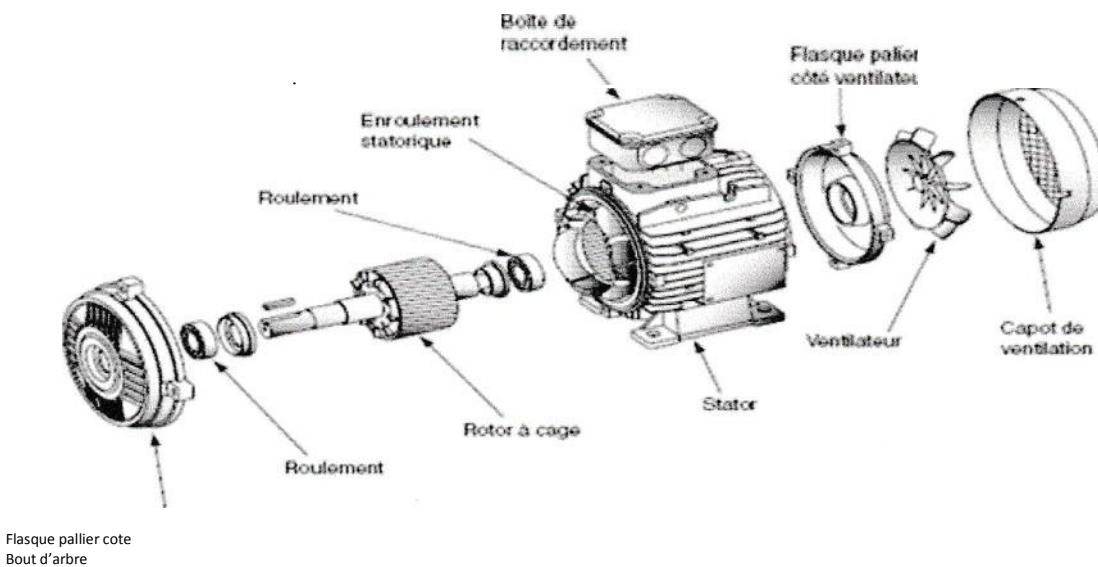


Fig1.1. Éléments constitutifs d'un moteur asynchrone.

Dans notre mémoire, nous allons considérer le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

Toutefois, nous admettrons que sa structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit

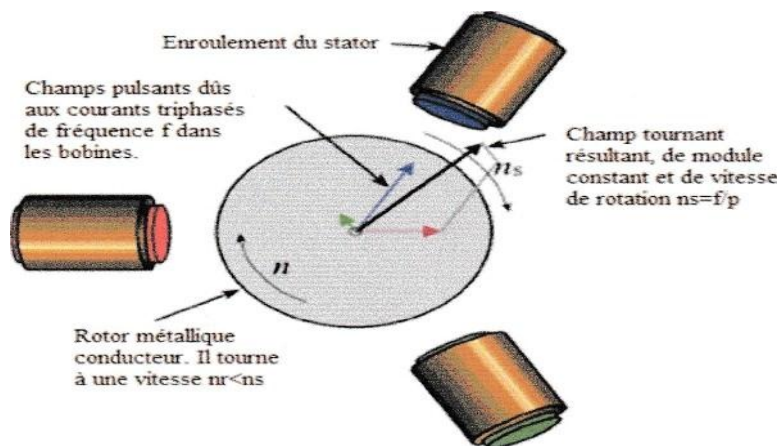


Fig 1.2: le champ magnétique tournant dans le stator

1.2.1. Le stator :

Les différents types de moteurs asynchrones se distinguent 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 dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.



Stator d'une machine triphasée Stator feuilleté sans les bobinages

Fig 1.3: stator d'une machine asynchrone

Le circuit magnétique est un empilement de tôles fines d'acier découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques. On utilise des tôles minces dont l'épaisseur varie entre 0,35 et 0,50mm pour minimiser les pertes dans le circuit magnétique. De plus, afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on isole habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude.

Physiquement, on peut effectuer les bobinages statoriques de plusieurs façons, mais on utilise habituellement trois types d'enroulements : d'enroulement imbriqué, d'enroulement concentrique et l'enroulement ondulé. Chaque type présente des avantages dans certaines applications. Pour les petits moteurs, et particulièrement lorsque la réalisation du bobinage est mécanisée, on utilise généralement d'enroulement concentrique.

À titre d'exemple, la machine de 1.1kW du banc d'essai possède 4 encoches par pôles et par phase. Chaque encoche est occupée par 58 conducteurs connectés en série. La machine étant à deux paires de pôles, chaque phase est donc composée de 464 spires. Placée dans les encoches, le bobinage est ensuite englué dans un vernis qui le maintient collé, tout en améliorant l'isolation électrique. L'une des caractéristiques importantes des vernis utilisés pour couvrir les fils ronds résidés dans le fait qu'ils doivent rester flexibles après séchage, ceci pour pouvoir absorber les différents mouvements vibratoires lors du fonctionnement.

I.2.2. Le rotor :

Le rotor est constitué comme le stator de tôle empilées et habituellement du même matériau. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans de plus gros moteurs, chaque lamination est constituée de plusieurs sections montées sur un moyeu.

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les encoches peuvent être semi-ouvertes ou fermées. Les enroulements sont constitués de barres court-circuitées par un anneau terminal placé à chaque extrémité du rotor.

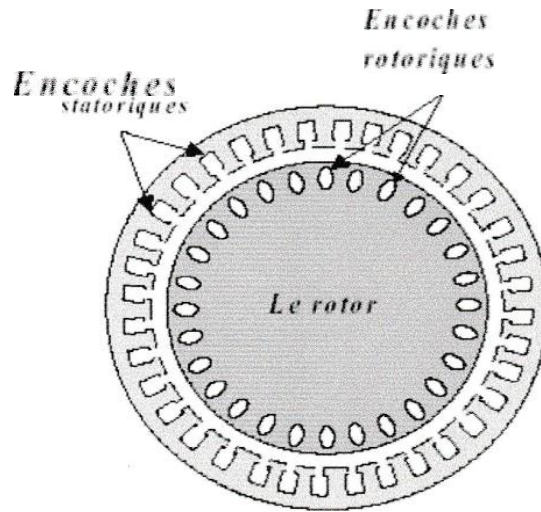


Fig 1.4 : rotor a cage d’écureuil

Les conducteurs sont généralement réalisés par coulage d’un alliage d’aluminium, ou par des barres massives de cuivre ou, à l’occasion, en laiton préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n’y a généralement pas, outre peu, d’isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques. Leur résistance est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas dans les tôles, sauf lorsqu’il y a une rupture de barre.

1.2.2.1. Rotor bobiné :

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l’intérieur d’un circuit magnétique constitué de disques entôlés 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.

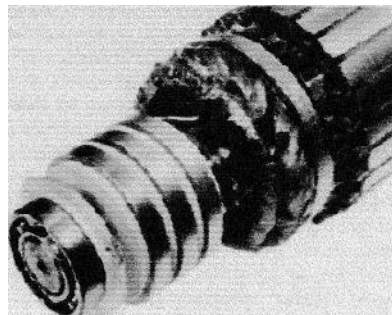


Fig 1.5 : Rotor bobiné

Les encoches, découpées dans le stator sont légèrement inclinées par rapport à l'axe de la machine de façon à réduire les variations de réductance liées à la position angulaire rotor/stator et certaines pertes dues aux harmoniques.

Les extrémités des enroulements rotoriques 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 complémentaires (résistances, électronique de puissance...) qui permettent des réglages de la caractéristique couple/vitesse.

1.2.2.2. Rotor à cage :

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties 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.

Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium.

Dans certaines constructions, notamment pour des moteurs à basse tension (par exemple 230/400V), la cage est réalisée par coulé et centrifugation d'aluminium.

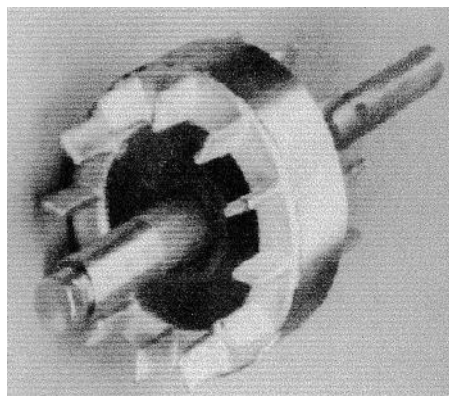


Fig 1.6. : Rotor à cage

Chapitre I Machine asynchrone : constitution et principe de fonctionnement

Cette type de moteur, beaucoup plus aisé construire que le moteur à rotor bobiné est par conséquent d'un prix de revient inférieur et à une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service.

Son inconvénient majeur est qu'au démarrage, il a de mauvaises performances (courant élevé et faible couple).

Finalement, concernant les organes de la machine on distingue :

Le stator  oit de chaque côté un flasque sur lequel le rotor sera positionné grâce à des roulements à billes ou à rouleaux suivant le type de charge (axiale ou radiale).

Un ventilateur est placé en bout d'arbre sur le rotor pour le refroidissement de la machine, il peut être remplacé par une ventilation forcée motorisée pour le refroidissement aux vitesses Rentes.



Fig 1.7 : coupe d'un rotor à cage à encoches

I.3. Principe de fonctionnement :

On alimentant le stator par une source d'énergie alternatif triphasé, elle produit un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p}$$

Ω_s : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en rad/s.

ω : pulsation des courants alternatifs en rad/s.

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$$

f : fréquence du réseau.

p : nombre de paires de pôles.

Ce champ magnétique en mouvement balaye les conducteurs de la cage à écureuil du rotor immobile ou des enroulements dans le cas des rotors bobinés, ce qui produit des f.é.m induites dans ces conducteurs. Ces f.é.m font circuler des courants dans ces conducteurs. Ces courants se trouvent, comme l'ensemble du rotor, dans le champ magnétique: celui-ci les soumet à des forces électromagnétiques (forces de Laplace). Ces forces agissent sur les conducteurs du rotor: il se met à tourner. Le rotor se met à tourner dans le même sens que le champ magnétique tournant produit par le stator.

C'est une application de la loi de Lenz, souveraine dans les interactions électromagnétiques, qu'on peut résumer par "l'effet s'oppose à la cause" :

- ✚ La cause est le mouvement du champ tournant par rapport aux conducteurs du
- ✚ rotors'opposant à cette cause est la rotation du rotor dans le même sens que la rotation du champ, pour diminuer le mouvement relatif.

Une autre démonstration consiste à appliquer successivement (mais en prêtant la plus grande attention à la relativité des mouvements !) d'abord la règle "des trois doigts" donnant le sens de la f.é.m induite dans un conducteur par le mouvement d'un champ magnétique, et ensuite l'autre règle "des trois doigts", donnant le sens de la force de Laplace qui s'exerce sur un conducteur parcouru par un courant, placé dans un champ magnétique.

I.4. Conclusion :

Pour assurer un bon fonctionnement et bonne simulation d'un moteur asynchrone triphasé, il est préférable de faire un suivi périodique de ces différents éléments constituant cette dernière et bien connaître le principe de fonctionnement afin de pouvoir appliquer les méthodes de diagnostic et de prévention

Chapitre II :
Methode de diagnostic de la MAS

II.1 Introduction :

Les entraînements électriques utilisent de plus en plus les moteurs asynchrones à cause de leur robustesse, de leur puissance massique et de leur coût. Leur maintenance et leur diagnostic deviennent donc un enjeu économique. Il est important de détecter de manière précoce les défauts qui peuvent apparaître dans ces machines et donc de développer des méthodes de surveillance de fonctionnement ou de maintenance préventive. Nous allons

Présenter dans ce chapitre les différentes méthodes utilisées au diagnostic de la MAS.

II .2. Définitions et objectifs :

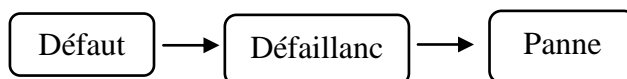
Pour des raisons de simplicité d'écriture, nous emploierons indifféremment dans la suite de ce chapitre les termes de défaillance, défaut ou panne.

✚ **Fonctionnement normal d'un système** : un système est dit dans un état de fonctionnement normal lorsque les variables le caractérisant (variables d'état, variables de sortie, variables d'entrée, paramètres du système) demeurent au voisinage de leurs valeurs nominales. Le système est dit défaillant dans le cas contraire.

✚ **Défaillance** : modification suffisante et permanente des caractéristiques physiques d'un système ou d'un composant pour qu'une fonction ne puisse plus être assurée dans les conditions prévues.

✚ **Défaut** : imperfection physique liée à la conception ou à la mise en œuvre du dispositif. Le défaut peut donner lieu à une défaillance.

✚ **Panne** : introduit la notion d'arrêt accidentel du fonctionnement.



Il est clair que le diagnostic doit permettre de détecter et de localiser un défaut avant que celui-ci ne conduise à défaillance ou à une panne qui entraînent l'arrêt du système.

- ✓ **Détection de défauts** : la détection d'un défaut consiste à décider si le système se trouve ou non dans un état de fonctionnement normal.
- ✓ **Localisation d'un défaut** : à l'issue de la détection d'un défaut, il s'agit de déterminer le ou les éléments à l'origine du défaut.

II .3. Présentation des différents défauts (causes, effets, statistiques) :

II .3.1. Les causes des défauts :

Les causes des défauts sont multiples. Elles peuvent être classées en trois groupes :

- ✚ **Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts** : surchauffe du moteur, défauts électrique (court-circuit), problème mécaniques, rupture de fixations, problème d'isolation, survoltage d'alimentation...
- ✚ **Les amplificateurs de défauts** : surcharge fréquente, vibration mécaniques, environnement humide, alimentation perturbée (instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement...
- ✚ **Les vices de fabrication et les erreurs humaines** : défauts de fabrication, défectuosité des composants, protection inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine...

II.3.2. Les différents défauts :

Parmi les pannes majeures, nous trouvons les suivantes :

- ✚ **Les cassures de barres et de portions d'anneaux des cages** : la détection de ces défaillances est rendue difficile par le fait que lors de leurs apparitions, la machine continue de fonctionner. Ces défauts ont par ailleurs un effet cumulatif. Le courant que conduisait une barre cassée, par exemple, se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées, ce qui conduit à leurs ruptures, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres pour provoquer l'arrêt de la machine. Elles provoquent aussi une dissymétrie de répartition de courant au rotor

- ✚ et des à-coups de couples. Ceci génère des vibrations et l'apparition de défauts mécaniques.
- ✚ **Les court-circuit internes** : un court-circuit entre phases provoquerait un arrêt net de la machine. Cependant, un court-circuit au bobinage près du neutre ou entre spires n'a pas un effet aussi radical. Il conduit à un déséquilibre de phase, ce qui a une représentation directe sur le couple. Ce type de défaut perturbe aussi sensiblement les commandes développées sur la base du modèle de Park (hypothèse d'un modèle équilibré).
- ✚ **Les décharges partielles** : ce phénomène naturel due aux décharges dans les isolants entre conducteurs ou entre conducteurs et la masse s'amplifie avec le vieillissement des isolants. Il est pratiquement imperceptible dans les isolants neufs par les moyens de mesures classiques car son effet n'est pas discernable par rapport aux bruits de mesure. Sa présence précède l'apparition des courts-circuits entre phases ou entre phase et masse lorsque ces décharges partielles ont suffisamment détérioré les isolants.
- ✚ **Dissymétrie du rotor** : celui-ci provoque la variation de l'entrefer dans le moteur, une répartition non homogène des courants dans le rotor et le déséquilibre des courants statorique. Le déséquilibre des efforts sur les barres génère un couple global non constant.

II .3.3. Etudes statistiques :

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de système industriel [Allianz 88] sur les pannes des machines asynchrone de moyenne puissance (de 50 kW à 200 kW) a donné les résultats suivants (fig.2.1):

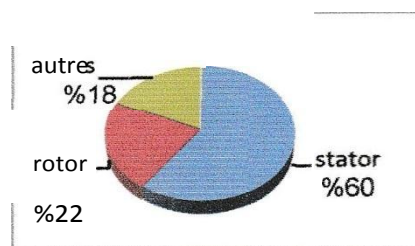


Fig.2.1. proportion des défauts

D'autre part les mêmes études montrent qu'entre 1973 et 1988 les pannes au stator sont passées de 78% à 60% et au rotor de 12% à 22%. Ces variations sont dues à l'amélioration des isolants sur cette période. La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est comme suit :

- Enroulement stator : 51% Tôlerie stator : 9%
- Défauts au rotor : 22% Roulement : 8%
- Autre : 10%

Une autre étude statistique [Thorsen 95] faite sur des machines de grande puissance (de 100 kW à 1 MW) donne les résultats suivants :

- Enroulement stator : 13 % couplage mécanique : 4%
- Défauts au rotor : 8% Roulement : 41%
- Autre : 34%

Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements. Celles-ci exigent une maintenance à titre indicatif, le tableau suivant (Tableau 2.1) [Thorsen 97] présente les causes des pannes les plus courantes. Cependant, la plupart de ces causes ne sont pas identifiées et la majorité de celles qui le sont, liées à des négligences ou de l'utilisation anormale des machines. Les vibrations mécaniques et les surcharges sont les principales causes de pannes

11.4. Le diagnostic industriel :

Diagnostic vient du grec "diagnôstikos", et serait apparu dans la langue française au 16^{ème} siècle sous l'orthographe diagnostic. Le Grand Dictionnaire Encyclopédique Larousse le définit comme : Identification de la nature d'une situation, d'un mal, d'une difficulté, etc. par l'interprétation de manifestations ou signes extérieurs : Diagnostic d'une panne de moteur...

Pour l'AFNOR (Association française de Normalisation), le diagnostic est l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test". Cette définition très courte et concise résume les deux tâches essentielles du diagnostic :

- ✚ Reconnaître les symptômes de la défaillance.
- ✚ Identifier la cause de la défaillance à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'observation.

II .4.1. Classification des méthodes de diagnostic:

On peut globalement distinguer deux grandes familles :

- ✚ Les méthodes basées sur une modélisation des systèmes ou des signaux, que nous dénommerons le diagnostic quantitatif.
- ✚ Les méthodes basées sur l'intelligence artificielle que nous appellerons diagnostic qualitatif. Nous présentons à la (fig.2.3) un panorama général des différentes méthodes de diagnostic rentrant dans l'une ou l'autre des catégories précédemment présentées.

Avant de développer la méthode de diagnostic, nous aborderons donc la conception de la stratégie de diagnostic selon les trois principes de base suivants :

Définition des objectifs : que veut-on surveiller ? Quels types de défauts doit-on détecter ?

Définition des critères : quelles sont les performances attendues ? Quels sont les critères pour juger de telles opérations ?

II .4.2. Principe d'un système de surveillance des défauts dans un moteur asynchrone :

- **la détection**: elle permet de détecter un dysfonctionnement dans le système. Si l'on dispose d'un modèle nominal, un dysfonctionnement se caractérise par l'éloignement des paramètres du procédé de ceux du modèle de bon fonctionnement. En présence d'un modèle de dysfonctionnement, la détection identifie clairement le défaut connu a priori,

- **La localisation** : elle permet de remonter à l'origine du défaut lorsqu'une panne a été détectée [FRANK91]. En effet, il n'est pas rare de constater que la propagation d'un défaut dans le système physique génère à son tour de nouveaux défauts. Ces pannes en cascade masquent la cause réelle de la panne empêchant toute action de maintenance,

- **L'identification** : elle détermine l'instant d'apparition du défaut, sa durée ainsi que son amplitude.

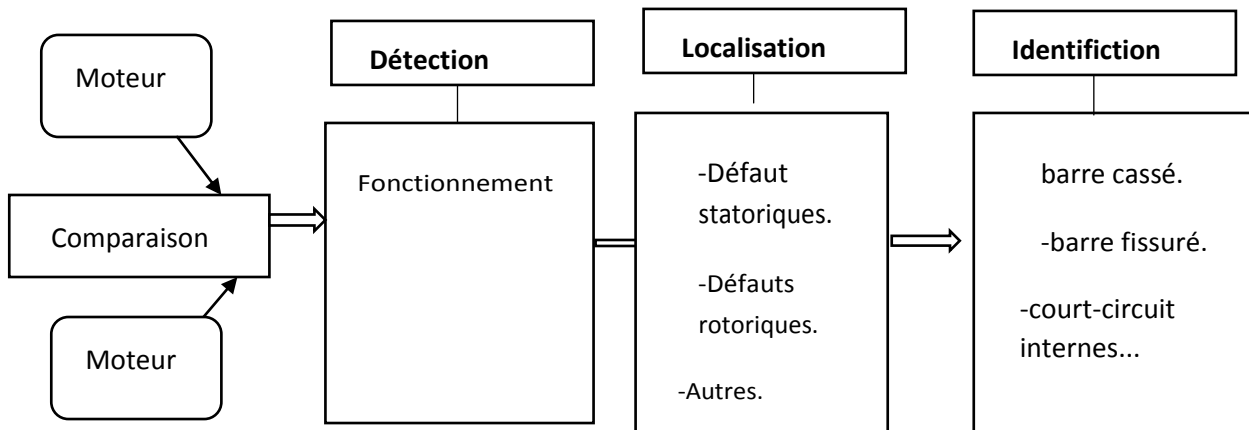


Fig 2.4 : les différentes étapes de diagnostic

II .5. Diagnostic à base de modèle :

Nous nous intéresserons aux méthodes connues sous le nom de *FDI* (de l'anglais *Fault Détection and Isolation*), qui, font intervenir les trois principes de base que sont la génération de résidus, la détection et la localisation.

Cette méthode peut s'interpréter comme indiqué par la (fig.2.5)

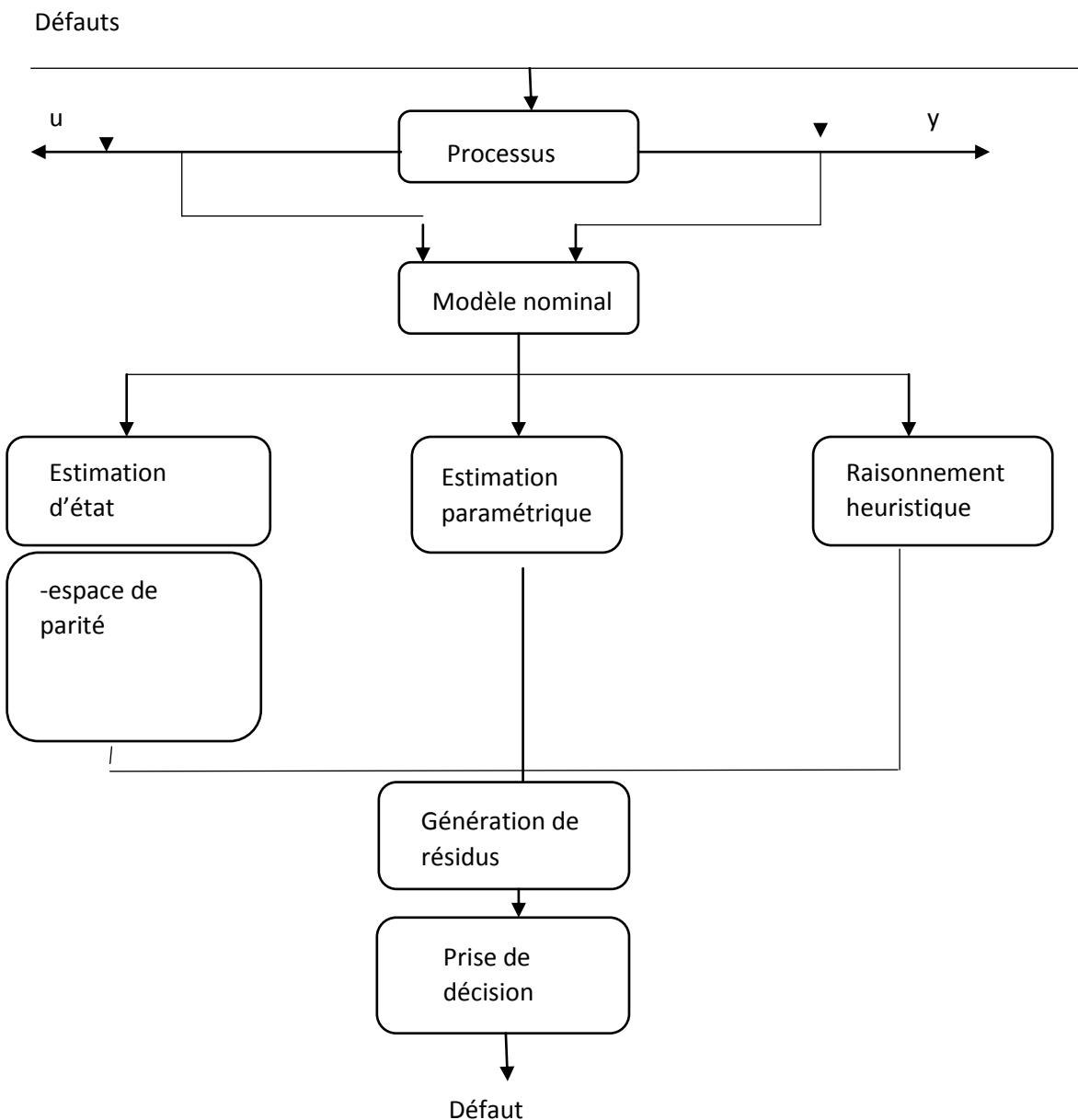


Fig 2.5. Architecture générale de la détection de défaut à base de modèles (d'après Isermann, 1984).

II.5.1. Génération de résidus:

La première étape d'un système de surveillance à base de modèle consiste à générer des indicateurs de défauts. Ils contiennent des informations sur les anomalies ou dysfonctionnements du système à surveiller. Le principe est de mesurer l'écart entre les mesures des signaux du procédé, capteurs ou actionneurs, et la valeur théorique fournie par le modèle dans des conditions de fonctionnement nominal. La génération de résidus est un problème crucial pour les systèmes de diagnostic. En effet, de la structure du système de résidus engendré dépendra la robustesse de la localisation.

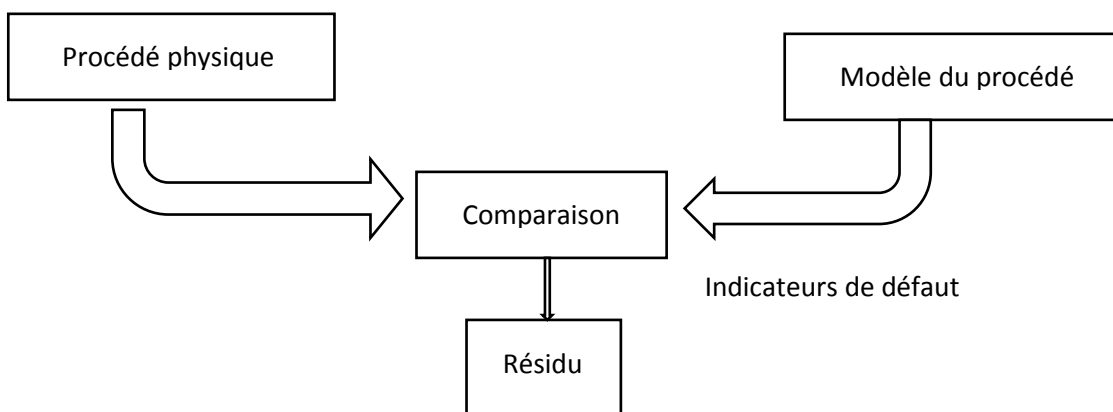


Fig 2.6 : génération des résidus

II.5.1.1. Estimation paramétrique :

Les méthodes d'estimation paramétriques ont pour principe d'estimer les paramètres du modèle.

La procédure générale pour la détection des défaillances est décrite en cinq étapes [ISERMAN84] :

- ✚ Modélisation mathématique du procédé selon des équations du type :

$$y(t)=f(u(t),\theta) \quad (2.1)$$

Dans lesquelles $u(t)$ représente les commandes du système et θ les paramètres du modèle.

✚ Description des relations entre les constantes physiques p supposées connues et les paramètres du modèle θ :

$$\theta = g(p) \tag{2.2}$$

✚ Estimation θ' des paramètres du modèle à partir de l'équation (2.2) et des mesures

Des entrées et des sorties du système :

$$\theta' = h(y(1), \dots, y(t), u(1), \dots, u(t))$$

✚ Estimation p' des paramètres du système à partir de l'équation (2.2):

$$P' = g^{-1}(\theta'(t))$$

✚ Théorie de la décision pour détecter une défaillance ou non, en prenant en compte les aspects non déterministes (bruits de capteurs ou erreurs de modélisation). Le vecteur résidu est obtenu en faisant la différence entre les paramètres estimés et les valeurs nominales, soit à partir des paramètres physiques, soit à partir des paramètres du modèle:

$$r(t) = \theta(t) - \theta'(t)$$

Ou

$$r(t) = p(t) - p'(t)$$

Pour des valeurs nominales non connues, une approche consiste à construire le vecteur résidu à partir de seuls paramètres estimés mais à des temps différents. Par exemple:

$$r(t) = \theta'(t) - \theta'(t-k)$$

ou

$$r(t) = p'(t) - p'(t-k)$$

Ce dernier cas suppose que les paramètres restent constants dans des conditions de fonctionnement nominales.

Il existe plusieurs méthodes estimant les paramètres. Citons pour exemple l'estimation par projection orthogonale, l'estimation Bayésienne, l'estimation au sens du maximum de vraisemblance ou l'estimation au sens des moindres carrés.

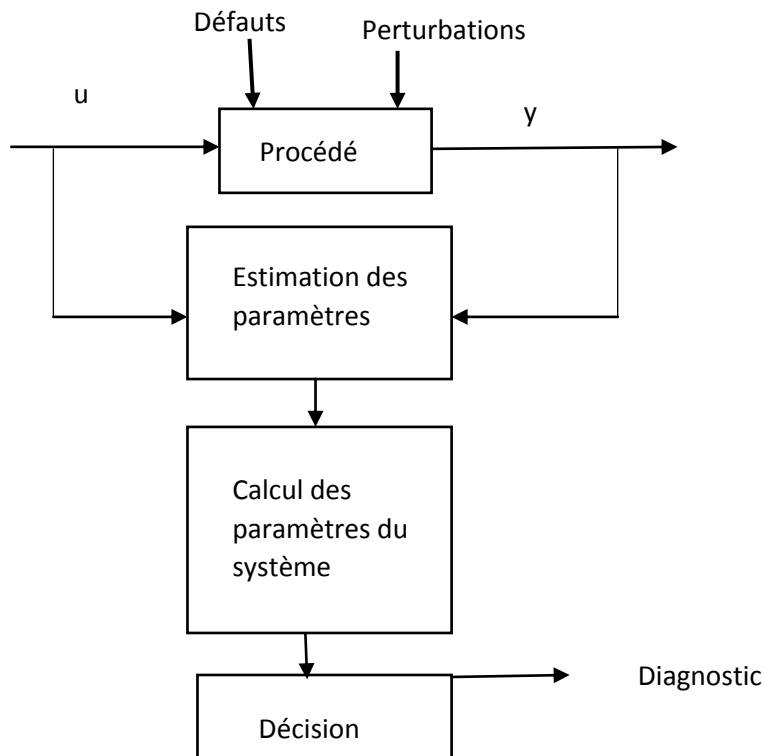


Fig 2.7 : Estimation des paramètres

II.5.1.2. Espace de parité :

Les équations du modèle sont projetées dans un espace particulier appelé espace de parité, permettant ainsi d'éliminer les inconnues à l'aide de redondances. Les équations projetées ne font intervenir que des variables mesurables (les entrées et les sorties du système) sur une fenêtre d'estimation. Ces équations s'appellent des relations de redondance analytique. (L'idée est de tester la cohérence des mesures par rapport à leurs estimées données par le modèle (on parle de consistances des mesures, de leur parité).

II .5.1.3. Estimation d'état :

Les méthodes d'estimation d'état ont pour principe de reconstruire les états et les sorties du système à partir des entrées et des sorties. Ces sont des méthodes de génération de résidus indirectes en ce sens qu'elles calculent l'erreur d'estimation de la sortie. L'estimation de l'état peut être effectuée à l'aide d'observateurs (Luenberger) dans le cas déterministe ou de filtre dans le cas stochastique (filtre de Kalman) ou de filtres détecteurs de défauts. Les deux méthodes présentent des analogies dans leur formulation et peuvent être synthétisées par la fig.2.7,

la différence provenant du mode de calcul des paramètres du restructeur en fonction du contexte choisi (cas continu ou discret, déterministe ou stochastique).

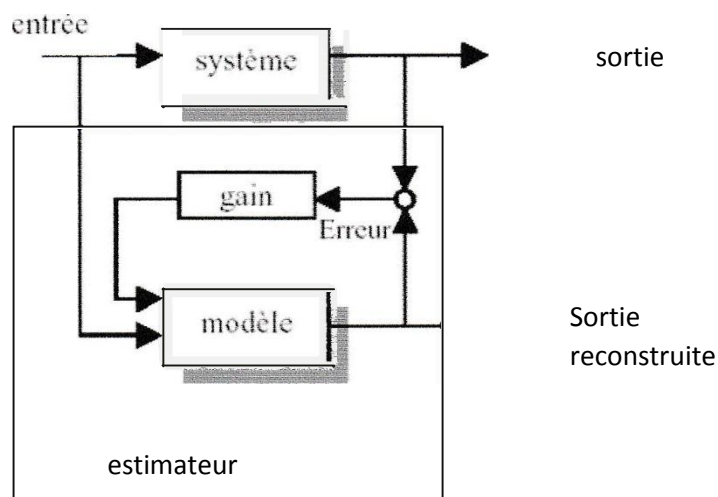


Fig 2.7 : principe générale d'un estimateur de sortie

II.5.2. Détection :

Deuxième étape du système de diagnostic, la détection permet de déterminer la présence ou non d'un défaut sur le procédé. Elle est aussi appelée alarme globale.

Les résidus ont une valeur théorique nulle pour un système idéal en l'absence de défaut (pas d'incertitude modèle ni de bruits de mesure), et non nul dans le cas contraire. La principale difficulté de la détection réside dans le calcul d'un seuil des résidus.

II.5.3. Localisation :

La troisième étape du système de diagnostic est la localisation. Elle a pour but de remonter à l'origine du défaut détecté. Les méthodes de génération de résidus sont

nombreuses et leur application aux systèmes de surveillance dépend du type de modèle considéré (temporel, fréquentiel, linéaire ou non linéaire, dynamique ou statique...) et des informations disponibles sur le système. Néanmoins, quelle que soit la méthode utilisée (estimation paramétrique ou d'état, espace de parité...), l'ensemble des résidus générés proposent des propriétés structurelles différentes.

II.6. Conclusion :

Nous avons vu dans ce chapitre la notion de diagnostic, les différents termes qui le rejoignent, ainsi que les différentes étapes de diagnostic appliquées dans l'industrie. Pour pouvoir utiliser une de ces étapes sur la machine asynchrone, on aura besoin d'un modèle mathématique complet qui décrit la machine.

Notre étude consiste à utiliser le diagnostic des défaillances par le suivi paramétrique qui repose sur l'estimation des évolutions de certains paramètres électriques de la machine en utilisant des observateurs. Les variations des paramètres sélectionnés doivent être représentatives des défauts considérés.

Chapitre III :

Modélisation de la machine asynchrone

III.1. Introduction :

Lorsque nous voulons étudier un système particulier quelconque, l'une des étapes les plus importantes est la modélisation du système, c'est-à-dire sa mise en équation. En effet, la machine asynchrone n'est pas un système simple car, de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault, l'effet pelliculaire, ...etc. Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes car, d'une part, leur formulation mathématique est très difficile, voire même impossible, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine, dans certaines conditions, peut être considérée comme négligeable. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Nous commençons donc, dans un premier temps, par citer les hypothèses simplificatrices ; puis nous donnerons les équations qui traduisent le modèle réel de la machine triphasée. Nous présenterons ensuite, le modèle général de Park, duquel, nous déduirons après un choix judicieux du repère d'observation, et puis le modèle d'état qui va être utilisé en simulation.

III.2. Modélisation de la machine asynchrone :

Il nous faut un modèle de la machine asynchrone qui permet de simuler son fonctionnement en régime transitoire. Nous expliquerons les étapes et les résultats de la modélisation.

III.2.1. Hypothèses simplificatrices :

Les hypothèses suivantes simplifient la modélisation de la machine asynchrone :

- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- ✓ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige

l'effet de peau .

- ✓ On admet que la f.é.m. créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- ✚ L'additive des flux,
- ✚ La constante des inductances propres

- ✚ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques

III.2.2. Modélisation dynamique de la machine asynchrone :

La MAS triphasée est représentée schématiquement par la (fig.3.1). Elle est munie de six enroulements.

- ✚ Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- ✚ Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120°, en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

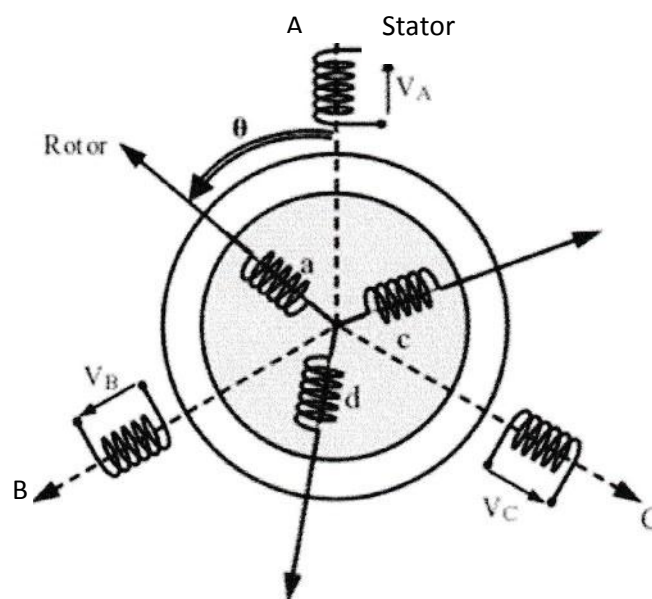


Fig3.1. : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

III.2.3. Les équations électriques :

La loi de Faraday permet d'écrire : $[V] = [R] [I] + \frac{d}{dt} [\phi]$

Appliquons cette dernière à chaque enroulement de la MAS représentée par la (fig.3.1):

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad 3.1$$

$$[V_r] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (3.2)$$

Le rotor étant en court-circuit, donc V_r est nulle.

Avec:

$$[V_s] = [V_A \ V_B \ V_C]^T, [V_r] = [V_a \ V_b \ V_c]^T, [I_s] = [I_A \ I_B \ I_C]^T$$

$$[I_r] = [I_a \ I_b \ I_c]^T, [\varphi_s] = [\varphi_A \ \varphi_B \ \varphi_C]^T, [\varphi_r] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$$

Les matrices des résistances statoriques et rotoriques de la MAS sont données par :

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \quad [R_r] = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix}$$

III.2.4. Les équations magnétique:

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielle comme suit :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad (3.3)$$

$$[\varphi_r] = [M_{rs}] [I_s] + [L_{rr}] [I_r] \quad (3.4)$$

Les quatre matrices d'inductances s'écrivent :

$$[L_{ss}] = \begin{pmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{pmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{pmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{pmatrix}$$

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

On obtient finalement le modèle asynchrone triphasé

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] [I_s] + d/dt ([L_{ss}][L_s]) + d/dt ([M_{st}] [I_r]) \\ [V_r] = [R_r] [I_r] + d/dt ([L_{rr}][L_r]) + d/dt ([M_{rs}] [I_s]) \end{cases} \quad (3.5)$$

III.3 Transformation du système triphasé :

III.3.1. Pour quoi la transformation du système ?

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste variable pour la machine réelle. Nous utilisons la transformation de Park.

III.3.2. Transformation de Park :

La transformée de Park est une opération mathématique qui permet de passer d'un système triphasé d'axes magnétiques décalés d'un angle électrique de 120, en un système à trois axes orthogonaux. En effet ce n'est rien d'autre qu'un changement de base pour les axes magnétiques du système (Park 1929). La transformation directe est la suivante:

$$\begin{pmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{pmatrix} = \mathbf{p}(\theta_p) \begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta_p) & \cos(\theta_p + 2\pi/3) & \cos(\theta_p - 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_p - 2\pi/3) & \cos(\theta_p + 2\pi/3) & \sin(\theta_p + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix}$$

Ou X peut représenter une tension, un courant ou un flux magnétique, θ_p est l'angle entre l'axe de la phase A et l'axe d (axe direct) du référentiel de Park (voir Fig.3.2). L'indice q représente l'axe de quadrature et l'indice 0 l'axe homopolaire. Le facteur 2/3 est présent dans ce type transformé pour permettre de conserver les amplitudes des courants, tensions et flux, par contre il faudra faire attention dans le calcul des puissances et des couples dont leurs valeurs ne sont plus conservées, qui vont nécessiter d'un facteur 3/2. La transformé inverse de Park, qui permet de revenir dans le référentiel classique des phases triphasé est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_t \\ X_c \end{bmatrix} = p(\theta_p)^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_p) & -\sin(\theta_p) & 1 \\ -\cos(\theta_p - 2\pi/3) & -\sin(\theta_p - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta_p + 2\pi/3) & -\sin(\theta_p + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix}$$

III.3.3. Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q :

Dans ce paragraphe, nous allons donner les équations électriques de la MAS dans le système biphasé en appliquant la transformation de Park aux équations (3.1) et (3.2).

✚ Pour le stator on applique la transformation linéaire à l'équation (3.1); on obtient :

$$[P(\theta_p)]^{-1} [V_{sp}] = [R_s] \{ [P(\theta_p)]^{-1} [I_{sp}] \} + \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_p)]^{-1} [\varphi_{sp}] \} \quad (3.6)$$

En multipliant l'équation (3.6) par $[P(\theta_c)]$ des deux côtés on obtient:

$$[V_{sp}] = [R_s][I_{sp}] + [p(\theta_p)] + d/dt \{ [p(\theta_p)]^{-1}([\varphi_{sp}]) \} \quad (3.7)$$

Et on a d'autre part:

$$\frac{d}{dt} \{ [P(\theta_p)]^{-1} [\varphi_{sp}] \} = [\varphi_{sp}] \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_p)]^{-1} \} + [P(\theta_p)]^{-1} \frac{d}{dt} \{ [\varphi_{sp}] \}$$

On obtient :

$$[V_{sp}] = [R_s][I_{sp}] + \frac{d}{dt}\{[\varphi_{sp}]\} + [\varphi_{sp}][P(\theta_p)]\frac{d}{dt}\{[P(\theta_p)]^{-1}\} \quad (3.9)$$

On démontre que :

$$\frac{d}{dt}[P(\Psi)]\frac{d}{dt}([P(\Psi)]^{-1}) = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

On obtient finalement le modèle électrique dynamique pour d'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$+d/dt \begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega_c \\ \omega_c & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

✚ Demême pour le rotor on utilise l'équation (3.2). on obtient le modèle électrique dynamique pour l'enroulement rotorique biphasé équivalent

$$\begin{pmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{pmatrix} + d/dt \begin{pmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rd} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega_{rd} \\ \omega_{rd} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rd} \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Puisque le système est équilibré on a :

$$V_{so} = V_{ro} = 0. \quad (3.13)$$

On note que :

✚ Pour la transformation de Park faite au niveau du stator l'angle ψ est remplacé

Par θ_p

✚ pour la transformation de Park faite au niveau du rotor l'angle ψ est remplacé par $\theta_{sl} =$

$(\theta_p - \theta)$.

III.3.4. Equation magnétique d'un enroulement triphasé dans les axes d et q :

En appliquant la transformation de Park aux équations (3.3) et (3.4) et en développant les expressions des flux elles deviennent:

✚ pour le stator on

$$[\varphi_{sp}] = [p(\theta_p)] \{ [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \} \quad (3.14)$$

Soit :

$$[\varphi_{sp}] = [P(\theta_p)] [L_{ss}] \{ [P(\theta_p)]^{-1} [I_{sp}] \} + [P(\theta_p)] [M_{sr}] \{ [P(\theta_p)]^{-1} [I_{rp}] \} \quad (3.15)$$

pour le rotor on a:

$$[\varphi_{rp}] = [p(\theta_p)] \{ [M_{rs}] [I_s] + [L_{rr}] [I_r] \} \quad (3.16)$$

Soit:

$$[\varphi_{rp}] = [P(\theta_p)] [M_{rs}] \{ [P(\theta_p)]^{-1} [I_{sp}] \} + [P(\theta_p)] [L_{rr}] \{ [P(\theta_p)]^{-1} [I_{rp}] \} \quad (3.17)$$

Finalement, on obtient à la relation matricielle entre les vecteurs flux et les courants dans le repère d'axes (d, q).

(3.18)

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix}$$

D'axes Puisque le système est équilibré on a :

$$\phi_{so} = \phi_{ro} = 0 \quad (3.19)$$

D'après la relation matricielle (3.18) on peut représenter notre machine par la fig3.7

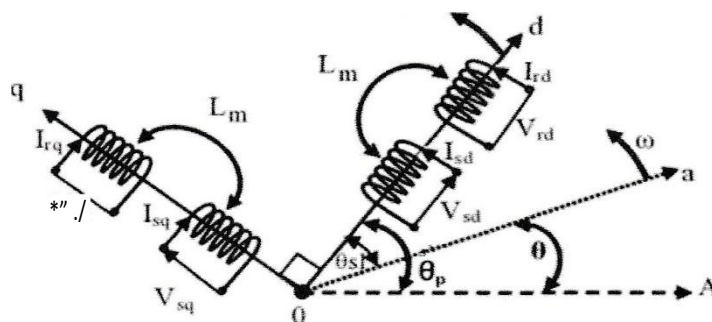


Fig 3.2 : représentation des enroulement fictifs d'axes d-q

III.3.5. Equation des tensions :

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la MAS dans le repère d'axes d, q.

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rd} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt}\right) & -L_s \omega_c & L_m \left(\frac{d}{dt}\right) & -L_m \omega_c \\ L_s \omega_c & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt}\right) & L_m \omega_c & L_m \left(\frac{d}{dt}\right) \\ L_m \left(\frac{d}{dt}\right) & -L_m \omega_{cl} R_s + L_r \left(\frac{d}{dt}\right) & -L_r \omega_{sl} & \\ L_m \omega_{sl} & L_m \left(\frac{d}{dt}\right) & L_r \omega_{sl} & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sd} \\ I_{rd} \\ I_{rd} \end{pmatrix}$$

III.3.6. Expression du couple électromagnétique et de la puissance :

Après les équations de la machine, il nous reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques en fonction des grandeurs d'axes (d, q) est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} + V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq} \tag{3.22}$$

Elle se décompose en trois termes :

1) Puissance dissipée en pertes joules

$$R_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r (I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (3.23)$$

1) Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source

$$I_{sd}(d\varphi_{sd}/dt) + I_{sq}(d\varphi_{sq}/dt) + I_{rd}(d\varphi_{rd}/dt) + I_{rq}(d\varphi_{rq}/dt) \quad (3.24)$$

1) Puissance mécanique

$$P_m = (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd})\omega_c + (\varphi_{rd} I_{rq} - \varphi_{rq} I_{rd})\omega_{sl} \quad (3.25)$$

Et d'autre part on a :

$$C_e = P_m/\Omega = p(P_m/\omega) \quad (3.26)$$

En faisant appel aux flux ou aux courants à partir du système d'équation (3.18), on peut avoir plusieurs expressions scalaires du couple toutes égales. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi. Donc, il en résulte les expressions du couple:

$$\begin{aligned} C_e &= pL_m(I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd}) \\ C_e &= p(\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \\ C_e &= p(\varphi_{rq} I_{rd} - \varphi_{rd} I_{rq}) \\ C_e &= p \frac{m}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \end{aligned} \quad (3.27)$$

III.3.7. Equation du mouvement :

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse...). L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante:

$$\frac{d\Omega}{dt} C_e - C_r - f\Omega = J \quad (3.28)$$

III.4. Choix du référentiel d-q :

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère (d, q) , faisant un angle électrique δ_y avec le stator et δ_{sI} avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs c'est-à-dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d, q) qui dépendent de l'objectif de l'application.

✚ Repère d-q lié au stator (d, q) :

Condition : $\omega_p = d/dt (\theta_p) = 0$ et $\omega_{sl} = -\omega$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude de démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement des résistances.

✚ Repère d-q lié au rotor :

Condition : $\omega_p = d/dt (\theta_p) = \omega$ et $\omega_{sl} = 0$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

✚ Repère d-q lié au champ tournant

Condition : $\omega_p = \omega_s$ et $\omega_{sl} = \omega_s - \omega$

Ce dernier est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues.

III.5. Modélisation dans l'espace d'état :

III.5.1. Représentation d'état :

On cherche à obtenir un système d'équation écrits sous forme d'état. Notre représentation sera du type

$$\begin{cases} [X] = [A][X] + [B][U] \\ [Y] = [C][X] + [D][U] \end{cases} \quad (3.29)$$

Avec :

- [X] : vecteur d'état.
- [U]:vecteurdecommande.
- [Y]: vecteur desortie.
- [A]:matricefondamentalequicaractériselesystème.
- [B] :matriced'application delacommande.
- [C] : matrice de sortie (matrice d'observation) ;
- [D] : matrice de transmission directe.

Cette forme dépend du type d'alimentation et des grandeurs à réguler, (flux rotoriques ou statoriques courants, vitesse, couple).

III.5.2. Modèle de la MAS alimentée en tension :

Plusieurs façons sont possibles pour le choix du vecteur d'état. Cela dépendra de l'objectif tracé. Pour notre étude on choisit :

- ✚ Variables de commande : V_{sd} et V_{sq}
- ✚ Variables d'état: les flux ϕ_{rd} ϕ_{rq} les courants I_{sd} I_{sq} et Ω .
- ✚ Variables de sortie : les courants I_{sd} et I_{sq}

En utilisons les relations (3.11). (3.12) et (3.18), et après arrangement le système prend la forme suivante

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dI_{sd}}{dt} &= -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \Phi_{rd} + \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} &= -\omega_s I_{sd} + \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) I_{sq} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \Phi_{rq} - \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega_{sl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} I_{sq} - \omega_{sl} \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{sq} \end{aligned} \right.$$

Tel que : $\omega = p \Omega$, $\omega_{sl} = (\omega_p - \omega)$, $\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right)$, $T_r = L_r / R_r$, $T_s = L_s / R_s$.

III.5.3. Représentation d'état du modèle de la MAS dans le repère d, q

Pour cette étude, nous choisissons un repère $[d, q]$ lié au stator. Donc, on prend en considération :

$$\omega_p = 0 \text{ et } \omega_{sl} = \omega$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\phi}_{rd} \\ \dot{\phi}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) & 0 & \frac{1}{T_r L_m \sigma} & \frac{1}{L_m \sigma} \omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) & -\frac{1}{L_m \sigma} \omega & \frac{1}{T_r L_m \sigma} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

La matrice de sortie est donnée par:

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Cet type de modèle présente l'avantage de modéliser toute la dynamique de la machine. Il est utilisé généralement dans la commande de la machine par orientation de flux. Il peut aussi être utilisé dans des procédures de surveillance se basant sur l'analyse de signature du courant du stator pour une détection de la rupture des bars du rotor. Le flux du rotor peut aussi être utilisé après son estimation par une technique d'observation d'état se basant sur les mesures du courant du stator disponible.

De plus l'équation du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction des courants statoriques et du flux rotorique comme suit :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} [\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}] \quad (3.33)$$

III.7. Conclusion:

Le modèle présenté dans ce chapitre peut être mis en œuvre pour analyser le comportement du moteur à induction et pour mettre en place les différentes procédures de commande et de diagnostic. C'est un modèle linéaire qui prend en considération la vitesse de rotation du rotor comme paramètre constant ou variant lentement. Une modélisation plus complète considérerait la vitesse de rotation du rotor comme variable d'état du système au même titre que le courant et le flux et prendra éventuellement compte de la variation de la résistance du rotor (stator). Cependant le modèle final deviendra fortement non linéaire ce qui complique son étude, on va le traiter dans le chapitre suivant.

Chapitre IV :

Observateurs d'état

IV.1. Introduction à l'estimation et l'observation des états :

Pourquoi faut-il observer la machine asynchrone ?

Les différentes applications industrielles des variateurs asynchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers des charges extrêmement sévères.

Par conséquent leurs performances statiques et dynamiques doivent être très élevées, ce qui conduit à une sophistication et une robustesse de leurs commandes. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux, couple électromagnétique) ou mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physiques directement captés. Dans certains cas les capteurs mécaniques ne sont pas admis dans les entraînements utilisant des variateurs asynchrones. Leur suppression devient indispensable, malgré leurs difficultés de montage entre le moteur et sa charge (fragilisation mécanique de l'arbre de transmission), leur sensibilité aux interférences extérieures et leur maintenance très coûteuse. D'un autre côté certaines grandeurs internes d'une machine asynchrone conventionnelle ne sont ni accessibles ni mesurables directement (flux magnétique, couple électromagnétique, couple résistant). Dans ces conditions les techniques d'automatique tel que le filtrage et **l'estimation** sont de plus en plus utilisées pour la reconstruction des variables non mesurables dans les différentes structures de commandes dites performantes.

IV.2. Principe d'un observateur

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du moteur asynchrone à partir des mesures accessibles et mesurables du système. Donc, l'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe

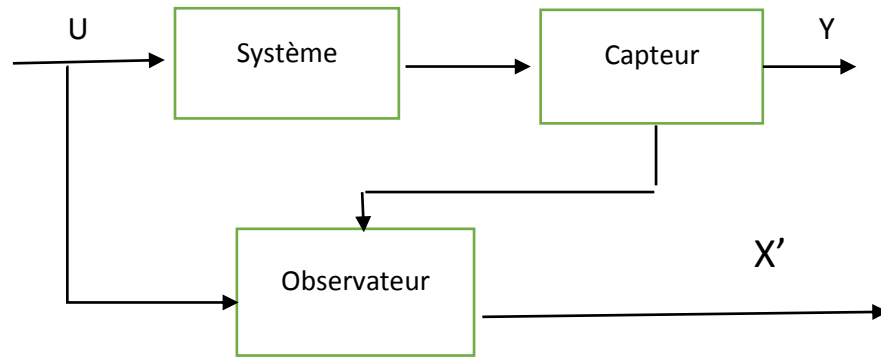


Fig.4.1. Schéma de principe d'un observateur

On utilise l'notation "prime" pour exprimer une estimation. Si A représente l'état réel du système non mesuré, X' représente l'estimation de l'état faite par l'observateur.

L'estimation de l'état se fait en recopiant de façon virtuelle la dynamique du système en prenant en compte la commande U mais également les sorties du système (les mesures) Y dans le but de corriger les écarts éventuels.

Nous dénombrons des observateurs déterministes et d'autres stochastiques, d'autre part, ils se départagent en observateurs linéaires et non linéaires. Nous allons brièvement présenter les différentes catégories d'observateurs tout en citant les observateurs les plus utilisés. Il existe des variantes d'observateurs développés pour des systèmes spécifiques que nous ne présentons pas.

IV.3. Observabilité et commandabilité d'un système :

Avant d'élaborer les algorithmes de commande et d'observation multivariables d'un système il faut tout d'abord étudier les possibilités de mesure qu'on peut effectuer sur le système réel et les possibilités de l'observer en se basant sur l'exploitation de ces mesures. Les possibilités de mesure sur le système réel constituent les conditions d'observabilité du système et les possibilités de le commander constituent les conditions de commandabilité.

Ces deux notions utilisent aussi la représentation d'état, autrement dit, le modèle d'état de la machine asynchrone.

Le problème de l'observation de l'état d'un système peut être posé de la manière suivante :

Est-il possible ou non de déterminer l'état initial $X(0)$ du système considéré à partir des mesures d'entrée $U(k)$ et de sortie $Y(k)$ sur un intervalle de temps fini.

Si à partir de la connaissance de la sortie $Y(k)$ et de l'entrée $U(k)$ à l'instant k on ne peut déterminer qu'une partie seulement du vecteur d'état initial $X(0)$, on dira que le système est partiellement observable. Dans le cas contraire, ou tout l'état initial $X(0)$ peut être déterminé, alors le système dit complètement observable.

Supposons que notre machine soit modélisée, dans le domaine discret pour plus de simplicité, de la manière suivante :

$$\begin{aligned} X(k+1) &= AX(k) + BU(k) \\ Y(k) &= CX(k) + DU(k) \end{aligned}$$

La première équation est l'équation d'état et la deuxième est l'équation d'observation. Les matrices A , B , C et D sont respectivement la matrice de transition, de commande, d'observation et de transmission directe. Elles doivent être de dimensions appropriées.

Le vecteur d'état $X(k)$ est formé par l'ensemble des variables d'état, mesurables et non mesurables, sélectionnées pour modéliser le comportement de la machine.

La solution de l'équation d'état est donnée par :

$$X(k) = A^k X(0) + \sum_{l=0}^{k-1} A^{k-l-1} B U(l)$$

L'équation d'observation devient alors :

$$Y(k) = C A^k X(0) + \sum_{l=0}^{k-1} C A^{k-l-1} B U(l)$$

En développant ces deux équations pour k variant de 1 à n sous la forme matricielle on mettra en évidence la matrice de commandabilité à partir de la première équation et la matrice d'observabilité à partir de la deuxième équation. Ces matrices sont respectivement :

$$CO = [B \quad BA \quad B A^2 \quad \dots \quad B A^{n-1}] \text{ pour la matrice de commandabilité du système,}$$

Et

$$OB = [C \quad CA \quad CA^2 \quad \dots \quad CA^{n-1}] \text{ pour la matrice d'observabilité du système.}$$

- Le système est dit observable si le rang de la matrice d'observabilité est égal à n .

- Lesystèmeestditcommandablesilerangdelamatricedecommandabilitéestégal àn.

IV.4. Classification des observateurs :

IV.4.1. Les observateurs déterministes :

Cesontlesobservateursquineprennentpasencomptelesbruitsdemesuresetles 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 par modes glissants.

❖ Observateur de luenberger

L'observateur ou l'estimateur déterministe de Luenberger permet de reconstruire l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est très utilisé dans la commande des systèmes par retour d'état lorsque tout ou partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Le système est alors modélisé d'une manière déterministe (absence des bruits). Dans ces conditions le modèle est représenté comme suit :

$$\begin{cases} X(k+1) = AX(k) + BU(k) \\ Y(k) = CX(k) + DU(k) \end{cases}$$

L'observateur de luenberger est défini par les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} X'(k+1) = AX(k) + BU(k) + L(y(k) - Y(k)) \\ Y'(k) = CX'(k) + DU(k) \end{cases}$$

Où L est le gain de l'observateur.

Les deux relations précédentes peuvent être écrites sous la forme suivante en mettant en évidence les entrées de l'observateur :

$$\begin{cases} X'(k+1) = (A - LC)X'(k) + [B - LD]U(k) + LY(k) \\ Y'(k) = CX'(k) + DU(k) \end{cases}$$

La dynamique de l'observateur est commandée par les valeurs propres de la matrice $[A - LC]$ et par conséquent elle peut être déterminée par l'utilisation d'une technique de placement de pôles en se basant sur le fait que la dynamique de l'observateur doit être légèrement plus rapide que celle du système à observer.

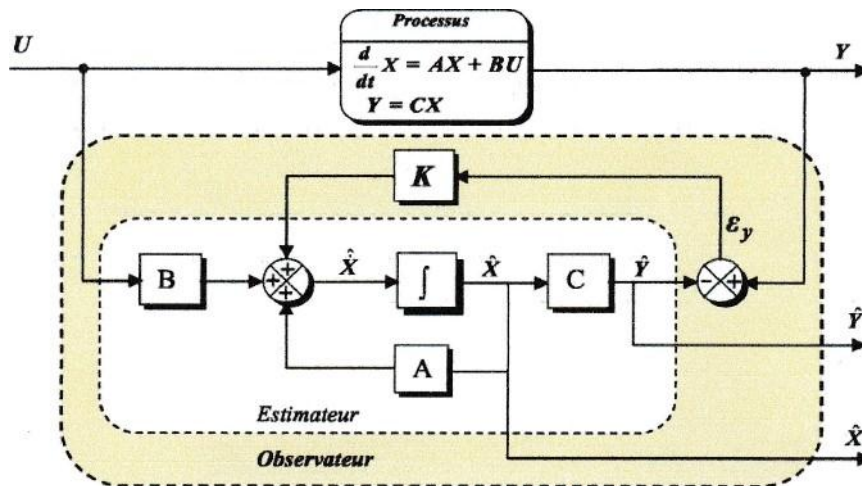


Fig. 4.2. Schéma de principe d'un observateur de Luenberger.

L'observateur de Luenberger peut être utilisé pour reconstituer n'importe quelle variable d'état de la machine d'une manière directe ou indirecte. Par exemple la vitesse de rotation du moteur à induction à partir de couple résistant connu. Le couple électromagnétique est estimé indirectement à partir de l'estimation du flux et de la mesure des courants statoriques. La qualité des résultats est sensible, directement ou indirectement aux variations des paramètres de la machine. Le choix du repère doit être adapté aux grandeurs disponibles (en fonction du type de commande et de la simplicité des calculs).

IV.4.2. 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. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

❖ Le filtre de Kalman étendu :

Notre représentation est restreinte à la structure d'observateurs utilisés par la suite. Le système non linéaire se met sous la forme:

$$\dot{x} = f(x, u) + W_x \quad (4.1)$$

$$y = f(x, u) + W_y$$

W_x et W_y sont des bruits blancs gaussiens. L'observateur de Kalman étendu [Kalman] se traduit la forme:

(4.2)

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) - R \left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right)^T (h(\hat{x}) - y) \\ \dot{R} = Q + \left(\frac{\partial f(\hat{x}, u)}{\partial \hat{x}} \right) R + R \left(\frac{\partial f(\hat{x}, u)}{\partial \hat{x}} \right)^T - R \left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right)^T \left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right) R \end{cases}$$

L'observation se fait en deux étapes : une étape de prédiction $\hat{x} = f(x, u)$ évaluer les variables d'état à partir des équations du modèle, la seconde étape est celle de la correction qui consiste à corriger l'erreur de prédiction sur les variables observées en utilisant les différences existantes entre les variables observées

$$R \left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right)^T (h(\hat{x}) - y)$$

et celles mesurées. La matrice Q est constante. La matrice R est initialisée à un état donné et son évolution dépend de la résolution des équations différentielles (5.2). Elles sont symétriques définies positives et leur réglage ont une influence majeure sur le comportement de l'observateur (la dynamique et la stabilité).

Donc, le réglage de l'observateur se fait en initialisant les éléments de la matrice R et en affectant les éléments de la matrice Q.

IV.4.3. Les observateurs linéaires :

Ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice A du système qui est linéaire et invariant dans le temps. Les observateurs de Luenberger et en mode glissant se basent sur cette approche.

IV.4.4. Les observateurs non linéaires :

Les systèmes peuvent être non linéaires (machine asynchrone). Dans ce cas des observateurs ont été développés pour pallier cette difficulté.

Deux approches se généralisent :

- La linéarisation autour du point de fonctionnement : pour chaque instant de fonctionnement, le système est considéré linéaire et une réactualisation se fait à chaque pas de temps. Ceci implique une réactualisation des matrices de gain.
- La construction du gain sur la base de la non-linéarité du système : c'est le cas de l'observateur Grand Gain. Cet observateur est synthétisé en prenant en compte la modélisation non linéaire du système.

II.5. Présentation de l'observateur utilisé :

Le choix de l'observateur dépend de la structure des modèles. Pour la machine asynchrone deux critères se distinguent; la non-linéarité du système et la nécessité d'effectuer l'observation en temps réel. Il s'agit de réduire au maximum les termes de correction tout en prenant en compte les non-linéarités du modèle. L'observateur grand gain et le filtre de Kalman étendu sont les mieux adaptés à ces exigences.

Nous allons présenter l'adaptation de cet observateur aux systèmes non-linéaires représentant les modèles de la machine asynchrone.

IV .5.1. L'observateur Grand Gain :

Pour les systèmes non-linéaires il n'existe pas de solution générale pour estimer l'état de système. Une des difficultés théoriques de la synthèse de l'observateur est due à l'existence d'entrées rendant le système inobservable, ce qui est en effet un phénomène

typique dans le cadre non-linéaire.

Comme nous l'avons déjà rappelé, outre les méthodes qui reposent sur la linéarisation exacte de filtre de Kalman étendu qui nécessite la linéarisation autour de l'état estimé courant, il existe un algorithme proposé par J.P. Gauthier, H. Hammouri et S. Othman, qui ne requiert ni linéarisation ni approximation, et sa convergence est prouvée théoriquement. Il porte le nom d'observateur à grand gain. Dans cette partie nous présentons brièvement les travaux développés dans qui portent sur la synthèse d'observateurs adaptés aux systèmes non linéaires observables. Le modèle de la machine asynchrone appartient à ce type de systèmes.

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ Y = h(x) \end{cases} \quad (4.3)$$

avec: $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$ et $y \in \mathbb{R}^s$

Le système (4.3) doit être uniformément localement observable. Il est alors possible d'effectuer le changement de variable $z = z(x)$ qui transforme le système (4.3) en la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + \varphi(u, z) \\ y = Cz \end{cases} \quad (4.4)$$

L'observateur doit satisfaire le Théorème :

1) la fonction φ est globalement Lipchitzienne par rapport à x , uniformément par rapport à u .

Soit : $K = \begin{pmatrix} K_1 \\ \vdots \\ K_p \end{pmatrix}$ une matrice de dimension adéquate et elle que, pour

Chaque bloc k , la matrice $[A_k - K_k C_k]$ ait toutes ses valeurs propres à partie réelle négative. Supposons qu'il existe deux ensembles d'entiers $(\sigma_1, \dots, \sigma_n \in \mathbb{Z})$ et

$(\delta_1 > 0, \dots, \delta_p > 0 \in \mathbb{N}^*)$ tels que :

- 2) $\delta_{\mu k+v} = \delta_{\mu k+v-1} + \delta_r \quad v = 1, \dots, \eta_{k-1} \quad ; \quad k = 1, \dots, p$
 3) $\frac{\partial \delta_i}{\partial z_j} = 0 \rightarrow \delta_i \geq \delta_j$ pour $i, j = 1, \dots, n \quad j \neq \mu_k \quad k = 1, \dots, p$

En faisant un changement de variable inverse pour revenir au système non linéaire initial, l'observateur pour le système (3) est donné par:

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u - \left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t)) \right)^{-1} S_\theta^{-1} (h(\hat{x}) - y). \tag{4.6}$$

x : valeur observée de x

Γ : est une application

Avec :

$$\Gamma = \left[h_1, L_f h_1, L_f^2 h_1, \dots, L_f^{\delta_1} h_1, h_2, L_f h_2, L_f^2 h_2, \dots, L_f^{\delta_2} h_2, \dots, h_p, L_f h_p, L_f^2 h_p, \dots, L_f^{\delta_p} h_p \right]^T$$

IV.5.2. Utilisation de l'observateur Grand Gain :

Dans cette partie est présenté le suivi des paramètres de la machine asynchrone étendus à la résistance rotorique. Nous avons choisi le modèle de Park lié au champ tournant étendu à la résistance rotorique. Une étude d'observabilité justifie ce choix. Le modèle de la machine asynchrone est présenté ci-dessous:

$$\begin{cases} \dot{i}_d = -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{R_r(1-\sigma)}{L_r \sigma} \right) i_d + \omega_r i_{qr} + R_r \left(\frac{1-\sigma}{L_m L_r \sigma} \right) \varphi_d + \left(\frac{1-\sigma}{L_m \sigma} \right) \omega_r \varphi_q + \frac{1}{\sigma L_r} V_d \\ \dot{i}_q = -\omega_r i_d - \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{R_r(1-\sigma)}{L_r \sigma} \right) i_q + \left(\frac{1-\sigma}{L_m \sigma} \right) \omega_r \varphi_d + R_r \left(\frac{1-\sigma}{L_m L_r \sigma} \right) \varphi_q + \frac{1}{\sigma L_r} V_q \\ \dot{\varphi}_d = \frac{R_r L_m}{L_r} i_d - \frac{R_r}{L_r} \varphi_d + \omega_r \varphi_q \\ \dot{\varphi}_q = \frac{R_r L_m}{L_r} i_q + \omega_r \varphi_d - \frac{R_r}{L_r} \varphi_q \\ \dot{\omega}_r = \frac{L_m P}{L_r J} (i_d \varphi_q - i_q \varphi_d) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \tag{4.7}$$

Nous remarquons que le modèle est non linéaire à cause de la présence de la vitesse et de la résistance rotorique dans ces équations. Ceci nous a conduit à retenir l'observateur grand gain. Avec ce système, le vecteur d'observation est étendu à la résistance rotorique. L'observateur Grand Gain pour un système non linéaire est de la forme [Bou]

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u - \left(\frac{\partial \Gamma}{\partial x}(\hat{x}(t)) \right)^{-1} S_{\theta}^{-1} (h(\hat{x}) - y)$$

(La synthèse de l'observateur Grand Gain au système d'équations d'états consiste à construire les deux parties du gain: $\partial \Gamma / \partial x(x(t))$ et S_{θ}^{-1} . Alors, nous avons:)

$$\dot{\hat{x}} \equiv \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{ds} \\ \dot{\hat{i}}_{qs} \\ \dot{\hat{\phi}}_{\sigma} \\ \dot{\hat{\phi}}_{\sigma'} \\ \dot{\hat{\omega}} \end{bmatrix}; \quad h(\hat{x}) \equiv \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds} \\ \hat{i}_{qs} \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix}; \quad y \equiv \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \omega_r \end{bmatrix}; \quad S_{\theta}^{-1} \equiv \begin{bmatrix} 2\theta_1 & \theta_1^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \theta_1^2 & \theta_1^3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2\theta_2 & \theta_2^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \theta_2^2 & \theta_2^3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2\theta_3 & \theta_3^2 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Γ est une application $\mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ de . Telqu'est L_f la dérivée première deligne

Avec: $\Gamma(x) = [h_1(x), L_f h_1(x), h_2(x), L_f h_2(x), h_3(x), L_f h_3(x)]^T$

IV.5.3. Réduction de l'ordre l'observateur :

L'observateur étendu présente des termes de correction assez grands. Le suivi des variables observées en temps réel n'est plus possible ou nécessiterait un ordinateur plus puissant. Pour remédier à cet inconvénient, il a été proposé de réduire l'ordre de l'observateur. Les variables mesurées (vitesse et courants) sont supprimées du vecteur d'observation et la correction de l'observation se base sur la différence entre les flux calculés (à partir des mesures) et ceux observés.

En résolvant le système d'équations suivant, les flux estimés φ_{dr} et φ_{qr} à partir de la mesure des courants [Bou]

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_r}{L} (V_{ds} - R_s i_{ds}) - \frac{\alpha_r L_s}{L} \left(\frac{i_{ds}}{dt} - \omega_s i_{qs} \right) + \omega_s \varphi_{dr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} (V_{qs} - R_s i_{qs}) - \frac{\alpha_r L_s}{L_m} \left(\frac{i_{qs}}{dt} - \omega_s i_{ds} \right) + \omega_s \varphi_{qr} \end{cases} \quad (4.9)$$

Donc, le modèle sur lequel est construit l'observateur grand gain étendu est réduit. Il est de la forme suivante :

Avec : $[x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [\varphi_{dr} \ \varphi_{qr} \ R_r]^T$.

$$x' \equiv \begin{pmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ R_r \end{pmatrix}$$

$$h(\hat{x}) \equiv \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{dr} \\ \hat{\varphi}_{qr} \end{bmatrix}; \quad y \equiv \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix}; \quad S_\theta^{-1} \equiv \begin{bmatrix} 2\theta_1 & \theta_1^2 & 0 \\ \theta_1^2 & \theta_1^3 & 0 \\ 0 & 0 & 2\theta_3 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\left[\frac{\partial h}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t)) \right] \equiv \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{\hat{R}_r}{\hat{\varphi}_{dr}} & -\frac{L_r}{\hat{\varphi}_{dr}} & \frac{(\omega_r - \omega_s) \cdot L_r}{\hat{\varphi}_{dr}} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Alors :
$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\varphi}}_{dr} \\ \dot{\hat{\varphi}}_{qr} \\ \dot{\hat{R}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_m \hat{R}_r}{L_r} i_{ds} - \frac{\hat{R}_r}{L_r} \hat{\varphi}_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ \frac{L_m \hat{R}_r}{L_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} - \frac{\hat{R}_r}{L_r} \hat{\varphi}_{qr} \\ \dots \end{bmatrix} - \left(\frac{\partial h}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t)) \right)^{-1} \begin{bmatrix} 2\theta_1 & \theta_1^2 & 0 \\ \theta_1^2 & \theta_1^3 & 0 \\ 0 & 0 & 2\theta_3 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{dr} \\ \hat{\varphi}_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} \right)$$

La construction de l'observateur est de la forme suivante :

L'observation repose sur le schéma synoptique de la figure 4.2 incluant le bloc d'estimation des flux :

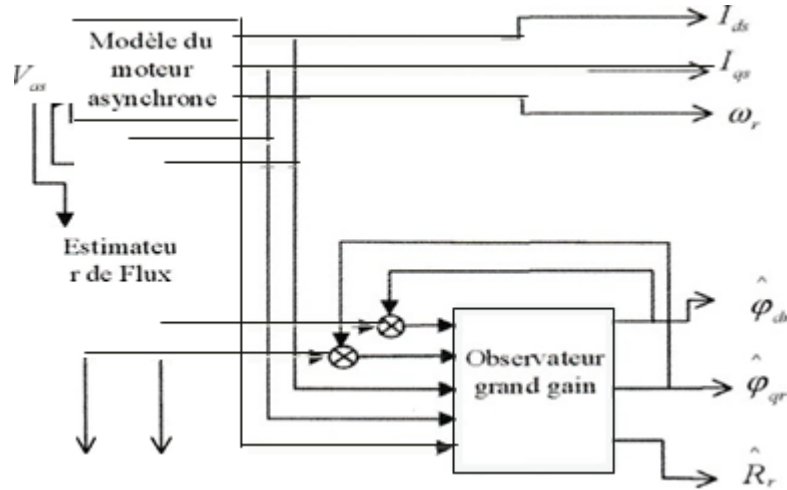


Fig 4.3: Synoptique de l'observation avec réduction de l'ordre

IV.6. 1 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté brièvement quelques observateurs d'état, qui sont un outil mathématique efficace utilisé pour effectuer l'estimation ou l'observation des paramètres et des grandeurs difficilement ou même non mesurable (variable d'état). Les techniques développées en automatique et connue sous le nom de « l'observation d'état » apportent une aide considérable pour l'approche et la résolution de ces problèmes.

L'observateur utilisé nous a permis de suivre la résistance rotorique ainsi que les flux établis dans la machine. La réduction de l'ordre va nous permettre d'effectuer l'observation en temps réduit. Ce dernier peut être utilisé pour donner une alarme liée à un défaut au rotor, les résultats de simulation seront dans le chapitre suivant.

Chapitre V :

Résultats de simulation

V.1. Introduction :

Dans cette partie on simulera le modèle de la machine retenu pour l'application de l'observateur grand gain développé dans le chapitre précédent, on prend le cas ayant comme vecteur d'état les courants statoriques et les flux rotoriques. Nous présentons dans un premier temps la simulation de la machine saine, puis celle en présence d'un défaut (résistance rotorique), le logiciel Matlab/Simulink est utilisé dans notre simulation.

V.2. Caractéristiques et modèle de la machine :

Les caractéristiques de la machine asynchrone bipolaire sont présentées dans le tableau (5.1) suivant :

Symbole	Description	Valeurs	unités
RS	Résistance statorique	1.2	Ω
Rr	Résistance rotorique	1.8	Ω
Ls	Inductance statorique	0.1554	H
Lr	Inductance rotorique	0.1568	H
Lm	Inductance mutuelle	0.15	H
J	Inertie du moteur	0.07	k.g.m ²
Kf	Coefficient du forttement	0.001	N.m/rad/sec
P	Nombre de paire de pole	2	
Pn	Puissance nominale	4	KW
Wn	Vitesse nominale	150	N.m/sec
Cen	Ccourantnominaleoulpe	25	N.m
In	électromagnétique	15	A
F	Fréquence	50	Hz
σ	Coefficient de fuiretotale	0.08	

Tableau 5.1 : caractéristique de la machine

Le modèle d'état de la machine asynchrone est :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\Phi}_{rd} \\ \dot{\Phi}_{rn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & 0 \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) \\ \frac{L_m}{T} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$[D] = 0 \quad [C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad 0 \quad 0 \quad \begin{bmatrix} () \\ () \end{bmatrix}$$

1.3. Simulation numérique

Application numérique :

$$[A] = \begin{pmatrix} -8.1681 & 0 & 1.7778 & 10.8407 \\ 0 & -8.1681 & -10.8407 & 1.7778 \\ 1.7219 & 0 & -11.4796 & -70.0000 \\ 0 & 1.7219 & 70.0000 & -11.4796 \end{pmatrix}$$

$$[B] = \begin{pmatrix} 6.5845 & 0 \\ 0 & 6.5845 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Les pôles et les zéros du système sont :

-11.8813 +69.9704i
 -11.8813 -69.9704i
 -7.8997 + 0.0295i
 -7.8997 - 0.0295i
 -11.6129 +69.9999i
 -11.6129 -69.9999i

La figure suivante présente la position des pôles et des zéros de la machine asynchrone dans le plan complexe. L'instruction **pzmop** est utilisée dans ce cas. On peut voir qu'il y a quatre pôles et deux zéros complexes conjugués. Les parties réelles sont négatives donc le système est stable.

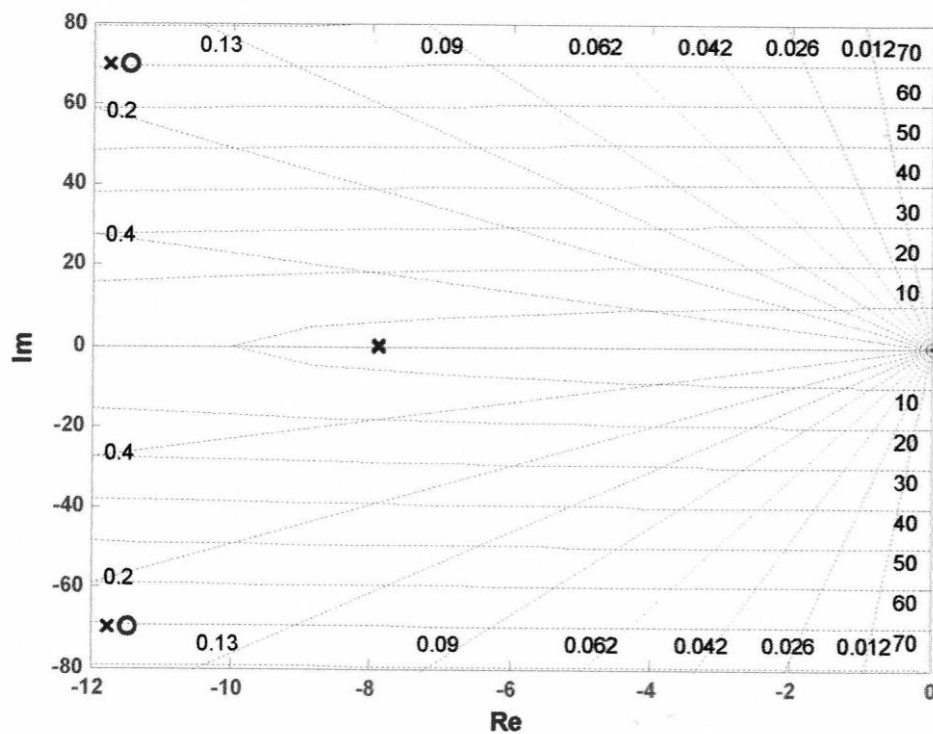


Fig.5.1. position des pôles et des zéros de la MAS

V.3.1 Résultats de simulation pour un moteur sain :

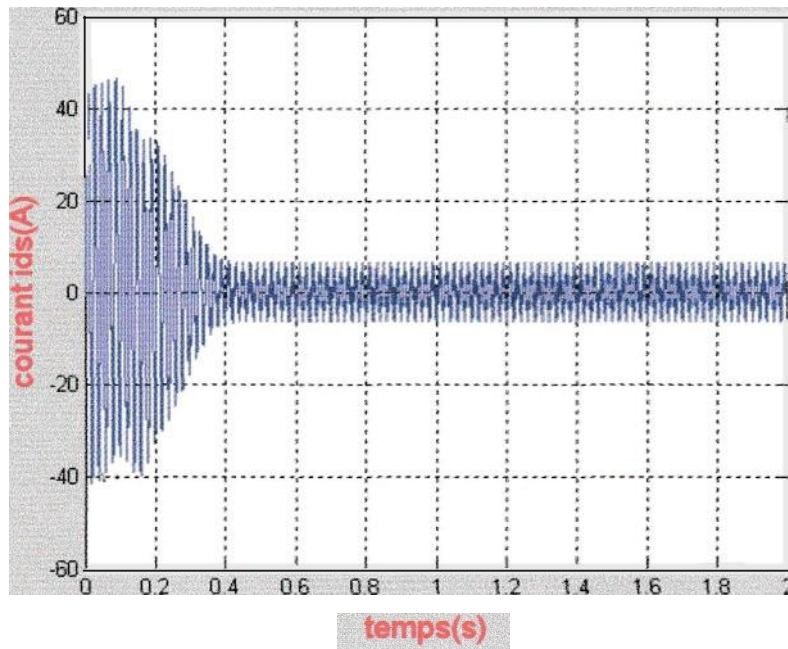


Fig.5.2.courant statoriquesuivantI'axed.

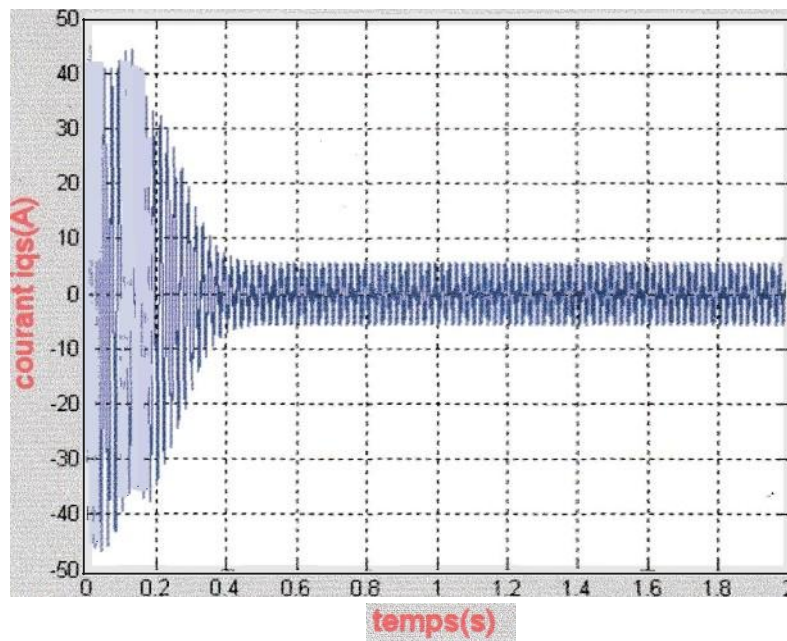


Fig.5.3.courant statoriquesuivantI'axeq.

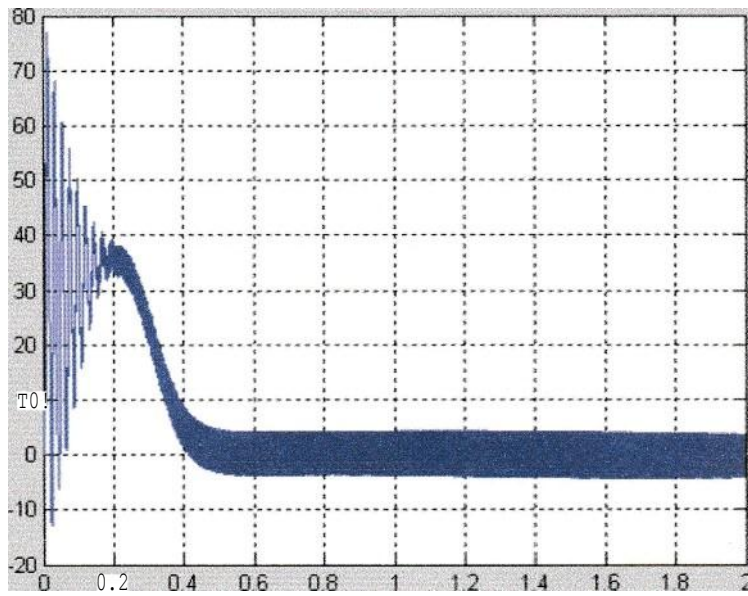


Fig 5.4. couple électromagnétique

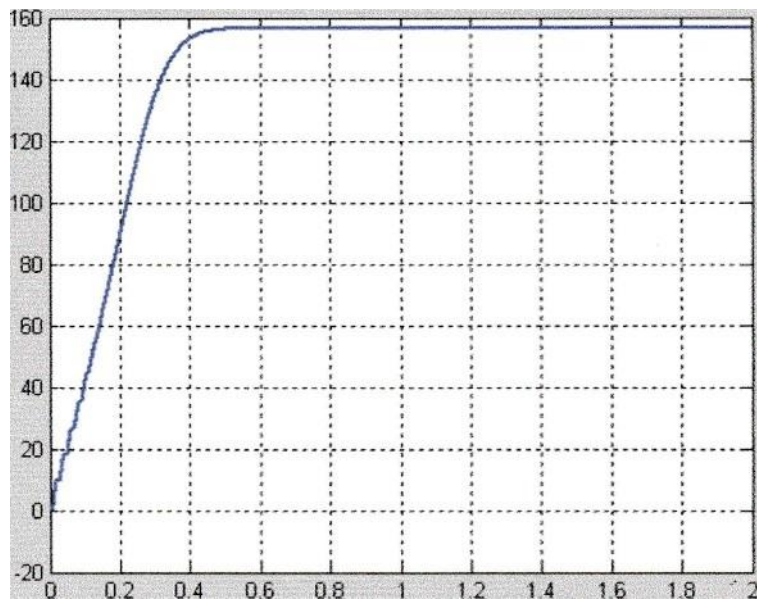


Fig.5.5. vitesse.

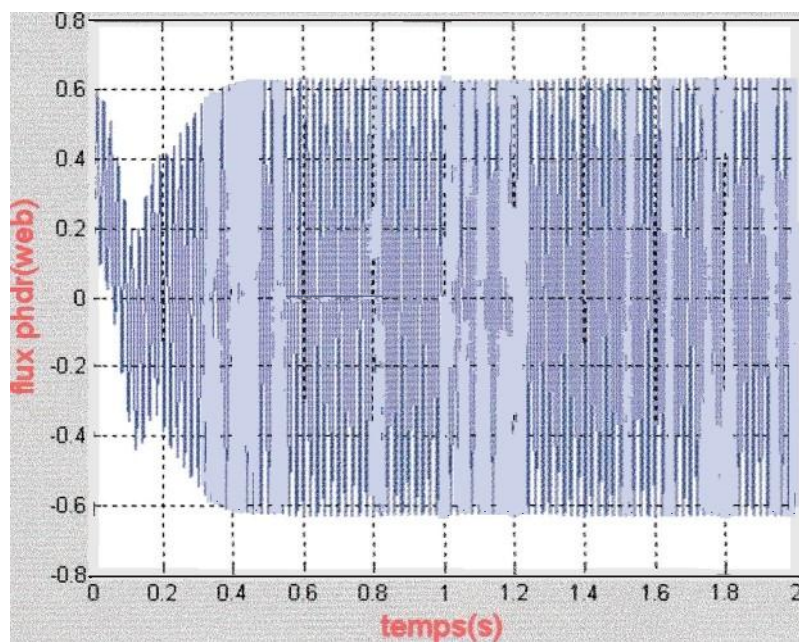


Fig 5.6. flux rotorique suivant l'axe d

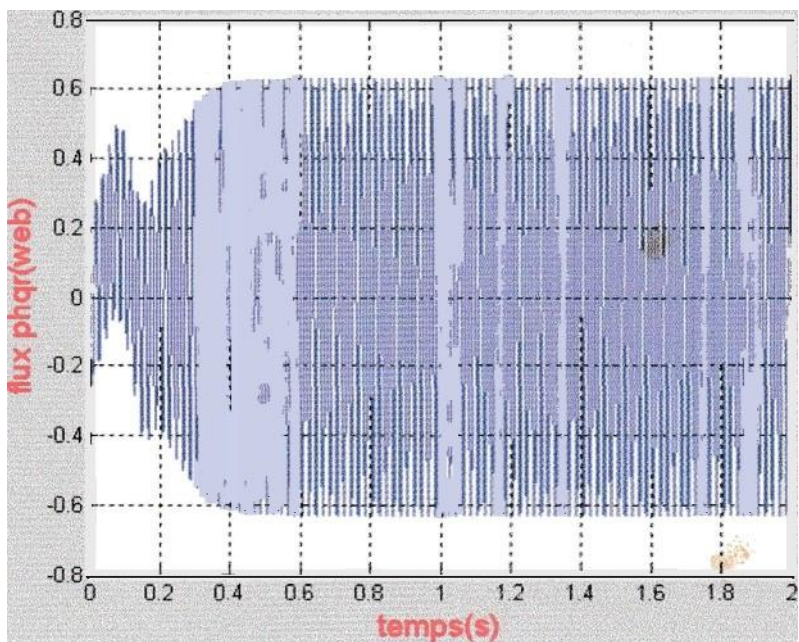


Fig 5.7 flux rotorique suivant l'axe q

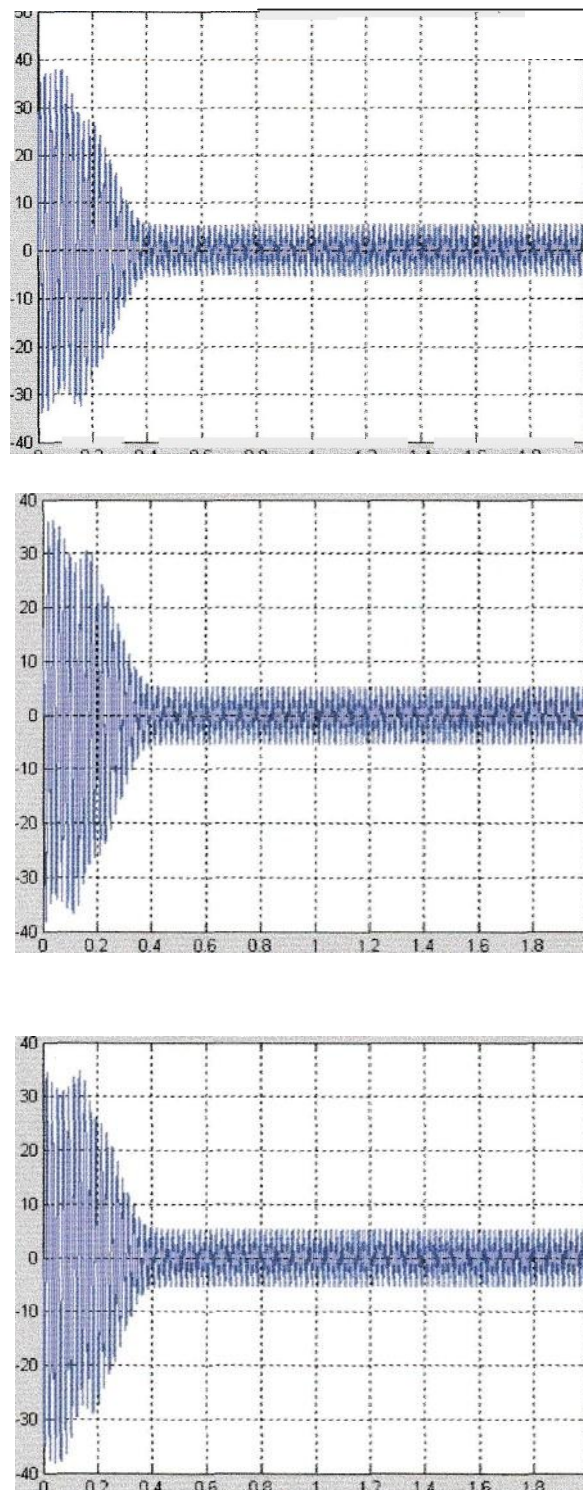


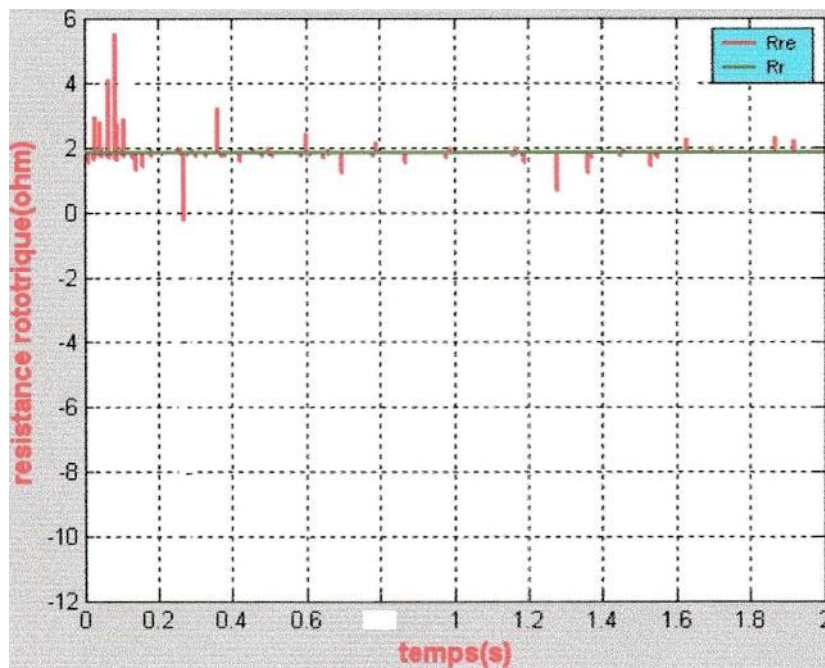
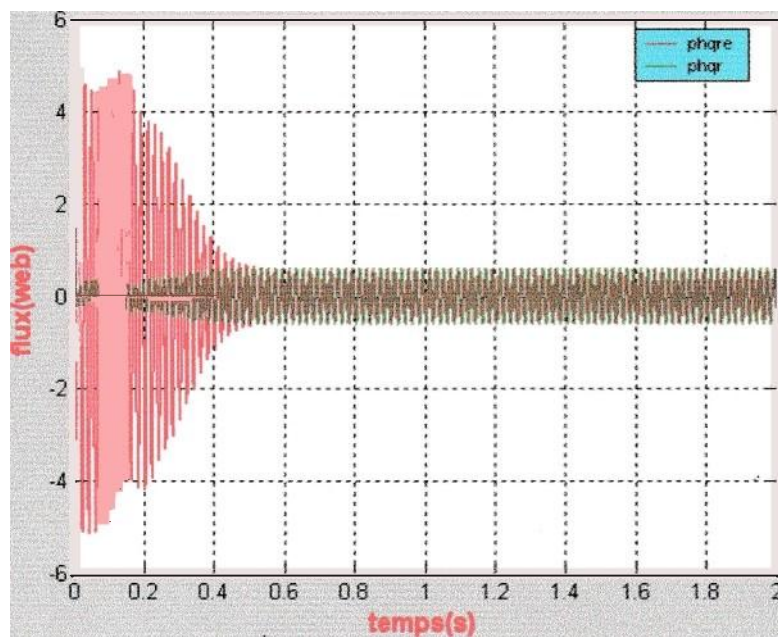
Fig.S.8. les trois courants statoriques dans les phases A, B, C.

Interprétation des courbes :

Les courbes précédentes représentent les résultats de simulation pour un démarrage à vide ($C_r=0$).

La vitesse en régime permanent se stabilise à 157 rad/s, puisque le moteur possède deux paires de pôles, au démarrage à vide le couple est fortement pulsatoire, il atteint une valeur maximale de 3 fois environ le couple nominal, ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique et après disparition du régime transitoire tend vers zéro, Il y a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage égal à 5 fois le courant nominal.

Le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement du moteur à vide.

V.3.2 Résultats de simulation pour un système sain :**Fig.5.9 Résistance rotorique réelle et estimée.****Fig.5.10. flux rotorique réel et estimé suivant l'axe q.**

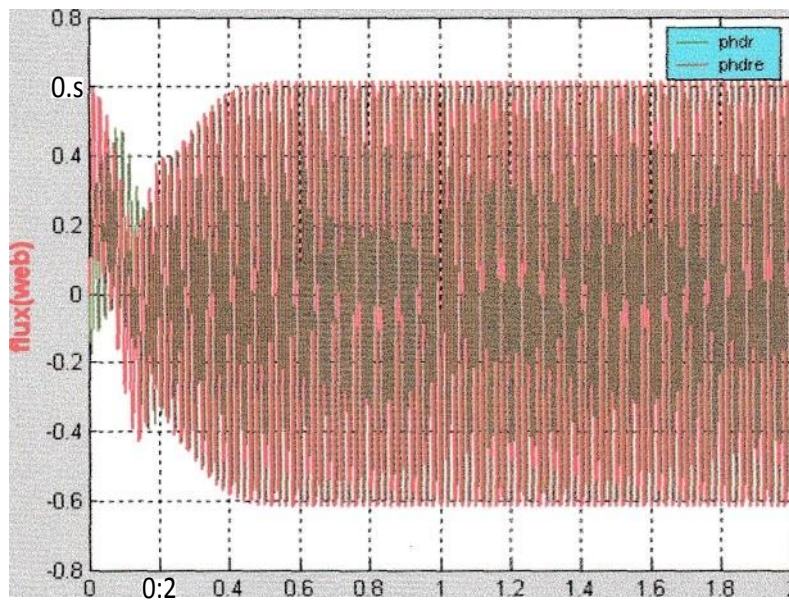


Fig.5.11. flux rotorique réel et estimé suivant l'axe d.

V.3.3. Résultats de simulation pour un système défaillant :

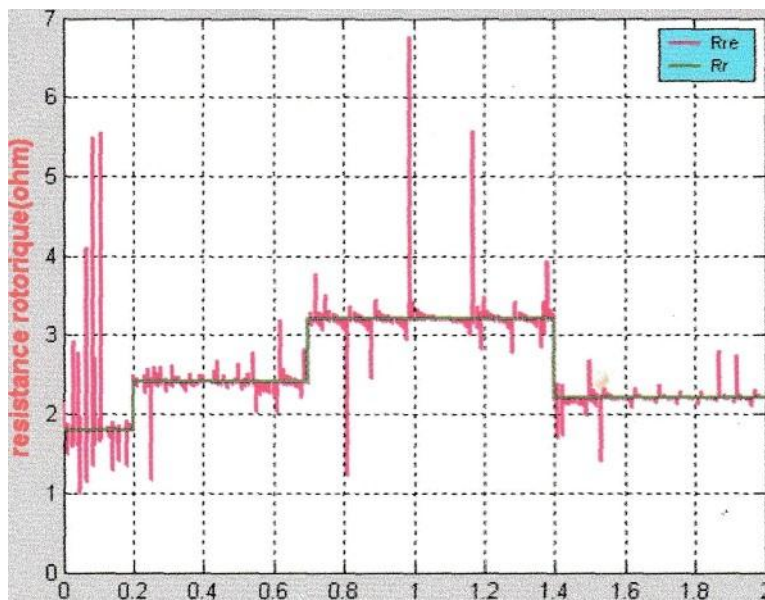


Fig.5.12. résistance rotorique réelle et estimé.

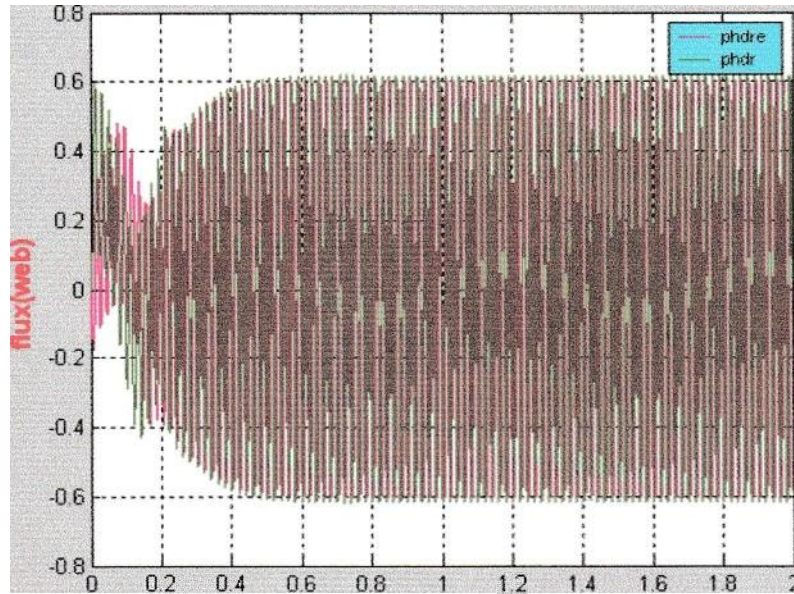


Fig.5.13. fluxrotorique réel et estimé suivant l'axe d en présence d'un défaut.

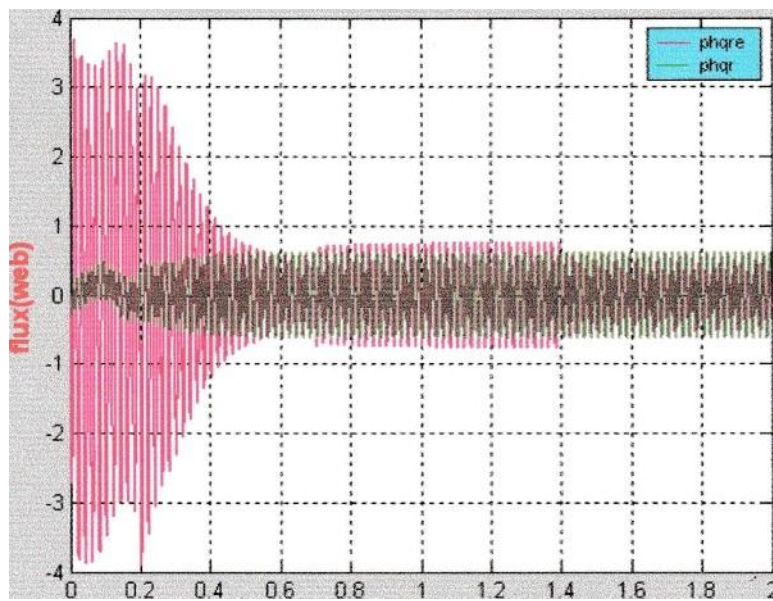


Fig.5.14. fluxrotorique réel et estimé suivant l'axe q en présence d'un défaut.

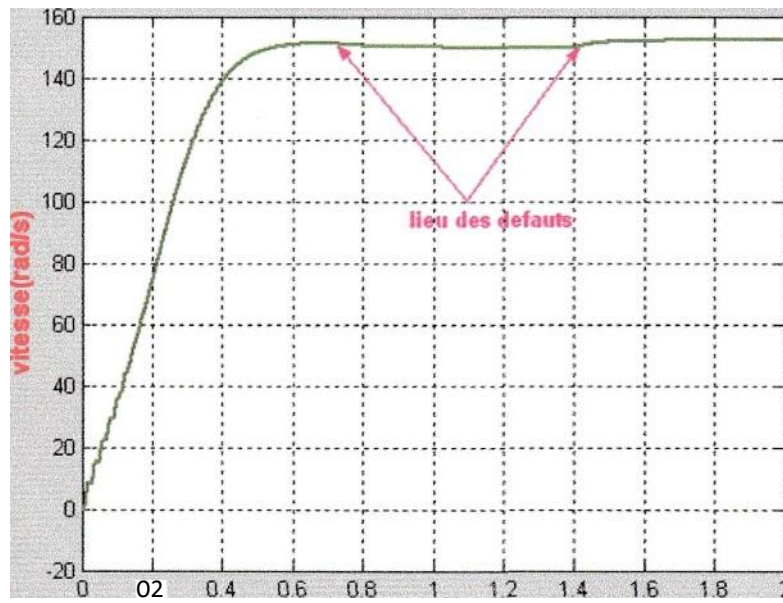


Fig.5.15. vitesse en présence d'un défaut.

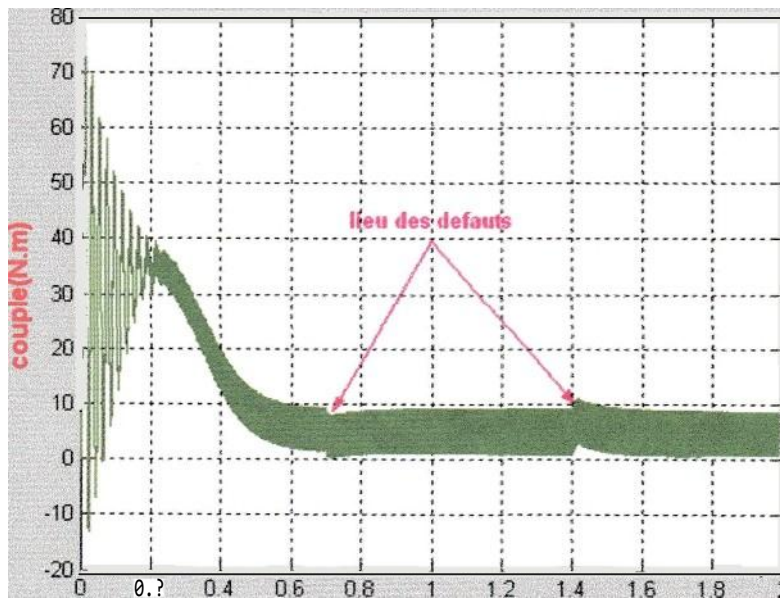


Fig 5.16 : couple électromagnétique en présence d'un défaut

V.3.4. Résultat de simulation sain et défaillant (diagnostic) :

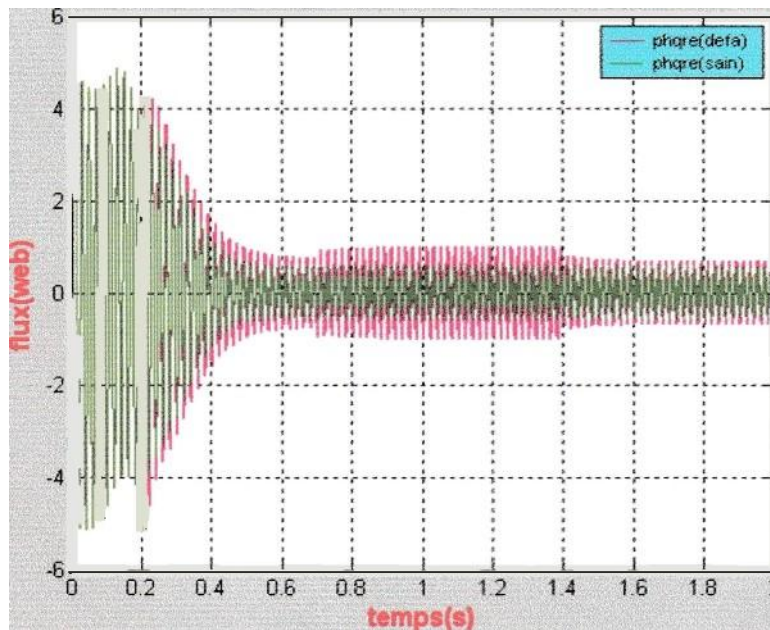


Fig.5.17. fluxrotorique estimé sain et défaillant suivant l'axe q.

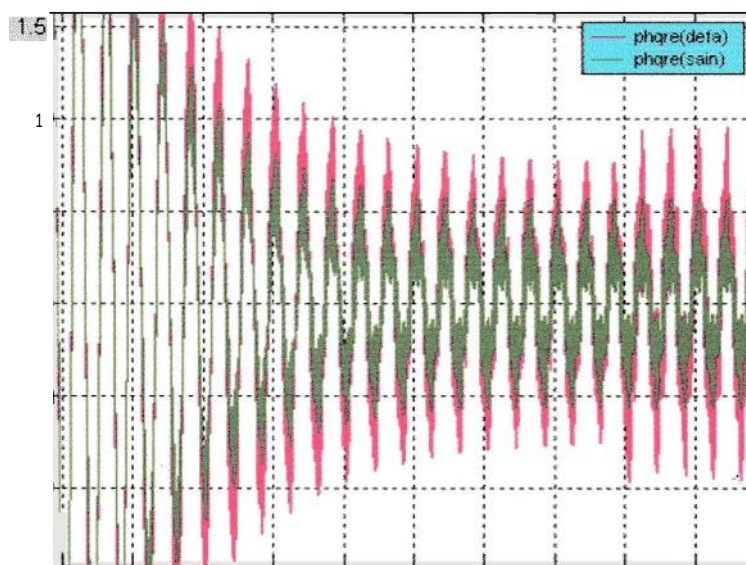


Fig.5.18. zoom de la (fig.5.14).

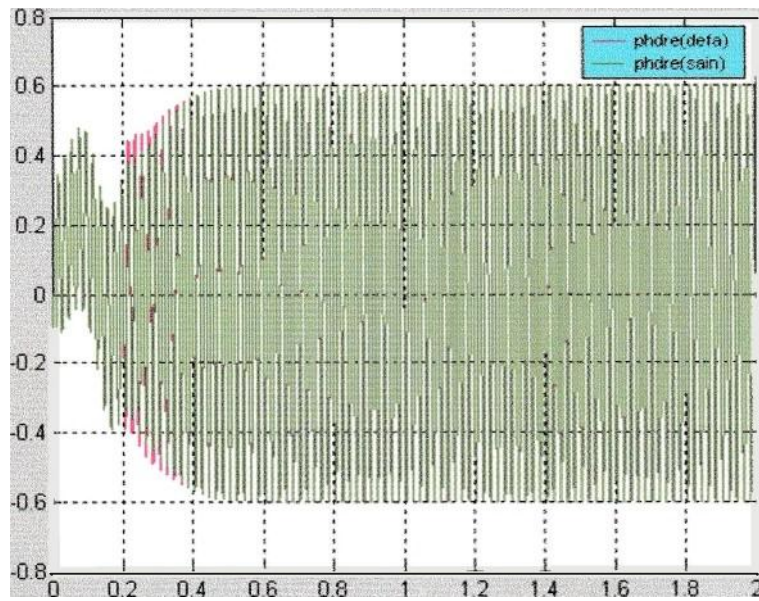


Fig.5.19. Flux rotorique estimé sain et défaillant suivant l'axe d.

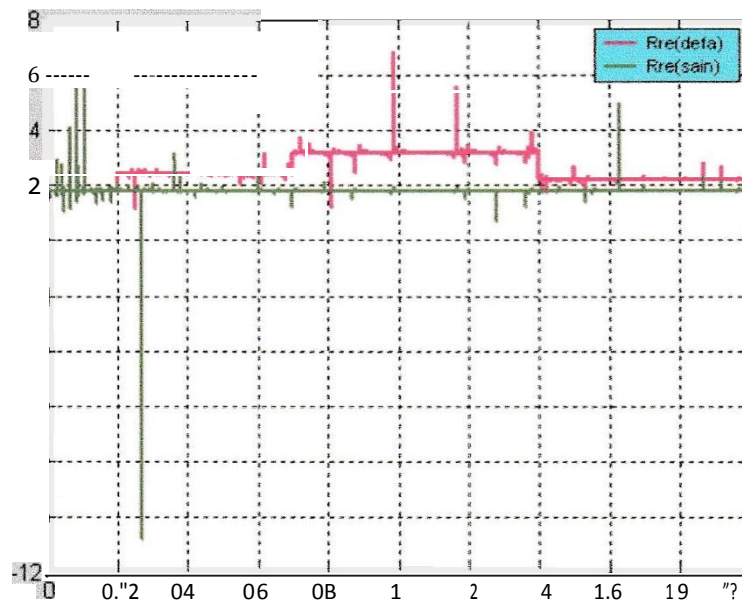


Fig.5.20. Résistance rotorique estimée saine et défaillante.

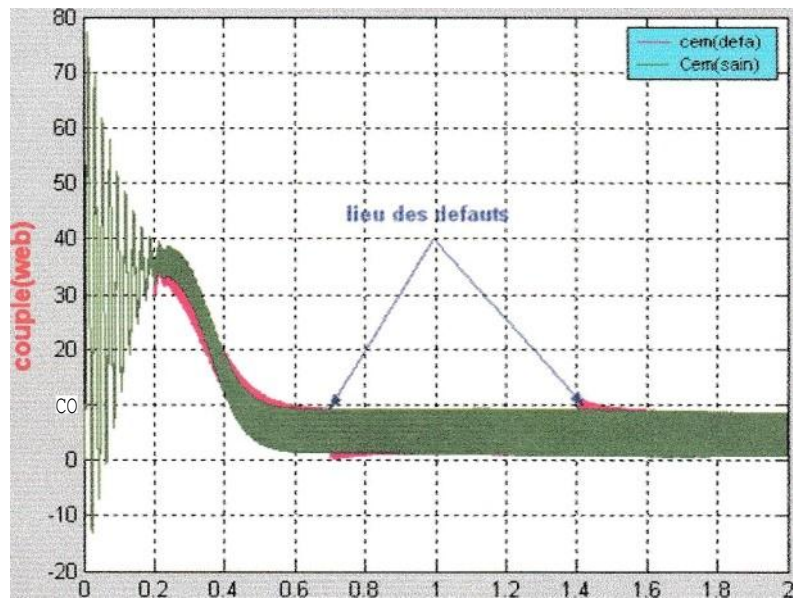


Fig 5.21 : couple électromagnétique sain et défaillant

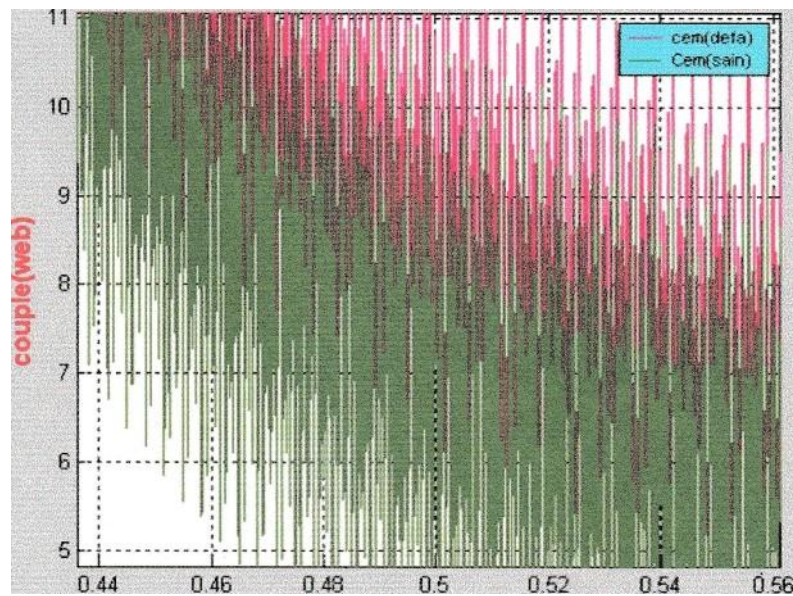


Fig.5.22. zoom de la (fig.5.21).

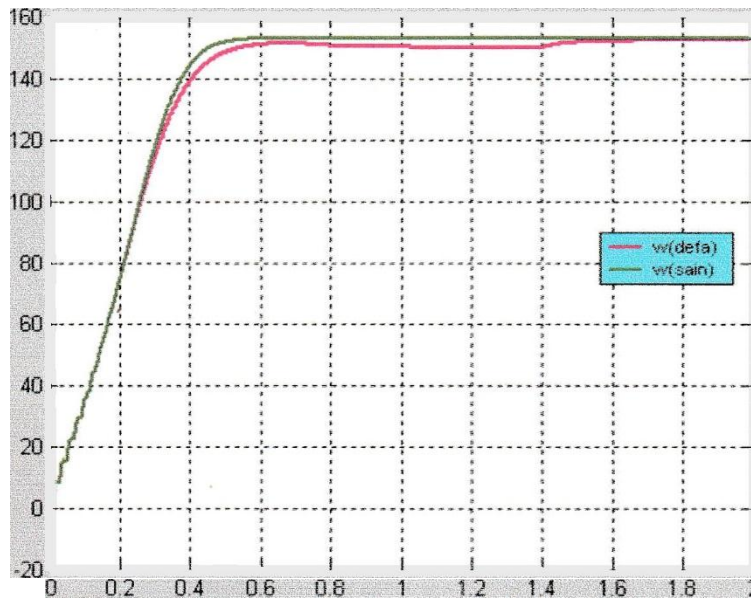


Fig.5.23 :vitesse saine et défaillante.

❖ **Interprétation des courbes :**

Dans le cas du système sain les flux réels et les flux estimés se confondent après le régime transitoire à $t=0.4$ s.

Dans le cas du système défaillant, lors de la variation de l'ordre de 30% de la résistance rotorique à $t=0.2$ s on a une apparition d'un défaut mais son amplitude est négligeable par rapport à celle du système sain, par contre pour une variation de 70% à $t=0.7$ s le défaut est significatif (voir fig.5.17). On constate aussi une influence du défaut sur la vitesse et le couple (voir fig.5.21 et fig.5.23). Le couple et la vitesse ne sont pas considérés comme variables d'état dans le cas de notre observateur.

V.4. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons utilisé un observateur non linéaire de type grand gain pour le suivi du flux et de la résistance rotorique. Nous avons constaté une convergence de la résistance rotorique estimée vers celle réelle. Le suivi de la résistance rotorique nous a permis de mettre en évidence les défauts rotoriques. Nous avons choisi l'observateur à grand gain réduit pour estimer d'une part les variables non mesurables et les paramètres du système et d'autre part il permet le suivi en un temps réduit l'observation du système.

Conclusion générale

❖ Conclusion générale :

A cause de leur robustesse, de leur puissance massique, de leur cout et compte tenu de la fréquence d'utilisation des machines asynchrones dans l'industrie, la détection précoce des défauts dans ces machines est devenue un enjeu économique important. Mais l'inconvénient est que, l'utilisation de ses dernières dans le milieu industriel engendre une variation de ses paramètres. Un bon fonctionnement de la machine nécessite une information fiable qui peut parvenir des capteurs électriques directs ou mécaniques qui sont des éléments couteux et fragiles!

L'objectif principal de notre travail est de synthétiser un observateur qui permet le suivi des paramètres de la machine en vue de diagnostic.

Nous avons abordé notre étude par une vue générale sur la machine, sa constitution et son principe de fonctionnement. Ensuite on a présenté les différents défauts qui apparaissent dans la machine ainsi qu'une étude statistique relative aux défauts susceptibles d'affecter la machine asynchrone, puis les méthodes de diagnostic utilisées dans l'industrie.

On a traité dans le troisième chapitre la modélisation de la machine, qui est une étape nécessaire avant d'entamer une commande ou surveillance. Le modèle de Park a été utilisé pour modéliser notre machine on vue d'obtenir le modèle d'état.

Après avoir donné un aperçu sur les observateurs dans le quatrième chapitre, l'observateur grand gain a été utilisé pour la surveillance des défauts par le suivi de la résistance rotorique qui peut ainsi constituer une alarme indicatrice de dysfonctionnement du système.

Nous avons présenté dans le dernier chapitre tous les résultats obtenus par la simulation qui a été faite par logiciel Matlab/Simulink.

[**Patrick RIPOLL**] : « Conception d'un système de diagnostic flou appliqué au moteur automobile ». Université de SAVOIE ,13 décembre 1999.

[**Didier MAQUIN**] : « Diagnostic à base de modèles des systèmes technologiques ». Université de NANCY 1. 18 novembre 1997

(**David AGUGMAj**): « identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle ». Université de LAVAL, décembre2004.

[**Tarek BOUMEGOURA**):« recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateur en vue de diagnostic ». Université de LYON 26 mars2001.

[**M"" TAMRABET Hanene**] : « robustesse d'un contrôle vectorielle de structure minimale d*une machine asynchrone ». Université de BATNA, 20 mai 2006.

[**L. BAGHLI**] : « Modélisation et commande de la machine asynchrone ». Université de NANCY 1.2003/2004.

[**Gaëtan DIDIER**] : « modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillance ». Université de NANCY 1,29 octobre 2004.

(**Smail BACHIR**) : << contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation Paramétrique ». Université de POITIERS ,17 décembre 2002.

[C.Canudas de Wit] : « commande des moteurs asynchrone 2, modélisation, discrétisation et observateurs ». Edition hermès science Europe 2000.

[Alianz 88): « présentation des avaries. Machines électriques tournantes ». Cahier des préventions.CP2. Alianz 1988.

[**Thorsen 95**]: « a survey of fault on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals and oil refineries», IEEE Trans.on industry

applications. Vol 31, no 35, September 1995.

[Frank, P.M. 91). « Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy ». Automatica, Vol.26, pp.459-474, 1991.

[Iserman.R 84]: « Process fault detection based on modelling and estimation methods. A survey».Automatica, Vol.20, n°4, pp.387-404, 1984.