

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME

DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : AUTOMATIQUE

THEME :

---

**Diagnostic et Reconfiguration de loi de Commande : Application à la  
Machine Asynchrone**

---

**Proposé et dirigé par:**

M. OUBABAS Hocine

**Présenté par :**

BERRABAH Choayb

Année Universitaire : 2013 – 2014

Numéro d'ordre : 099



## Remerciement

*Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département génie électrique M'sila.*

*Mes remerciements vont tout d'abord à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.*

*Nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance et nos chaleureux remerciements à notre promoteur Monsieur **Oubabas Hocine**, qui nous a guidé et orienté tout au long de la réalisation de ce travail en prodiguant ses précieux conseils et ses vifs encouragements et surtout sa gentillesse.*

*Nos sincères remerciements aux messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.*

*Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.*

*Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département de génie électrique qui ont contribué à notre formation.*

*Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien tout moral et matériel...*

*Choayb Berrabah*





## Dédicace

*Je dédie ce modeste travail*

*A ma très chère mère source de tendresse*

*A mon très cher père, qui m'encourage*

*Dans les instants délicats*

*A mes chers frères*

*A mes tantes et oncles*

*A toute ma famille*

*A tous mes amis*

*Choayb Berrabah*

## Sommaire

<b>Dédicace</b>	
<b>Remercient</b>	
<b>Nomenclatures</b> .....	1
<b>Liste de figure</b> .....	4
<b>Introduction Générale</b> .....	5
<b>Chapitre I : état de l’art sur le Diagnostic et la commande tolérante aux fautes</b>	
I.1. Introduction .....	7
I.2. Concepts et définition .....	7
I.3. Types de défauts .....	8
I.3.1. Selon leurs types .....	8
I.3.1.1. Défauts actionneurs .....	9
I.3.1.2. Défauts capteurs .....	9
I.3.1.3. Défauts composants ou systèmes .....	9
I.3.2. Selon leurs Caractéristiques temporelles .....	9
I.3.2.1. Abrupts (biais) .....	9
I.3.2.2. Intermittentes (valeurs aberrantes) .....	9
I.3.2.3. Graduels (dérives) .....	10
I.4. Classification des méthodes de diagnostic .....	10
I.4.1. Modèle fondé sur le traitement de donnée .....	11
I.4.2. Modèle qualitative .....	12
I.4.3. Modèle quantitatif .....	12
I.4.3.1. Méthode de diagnostic basée sur l'estimation des paramètres .....	13
I.4.3.2. Méthode basée sur l’espace de parité .....	13
I.4.3.3. Méthode de diagnostic basée sur les observateurs.....	13
I.4.3.3.1. Structure d'observateurs dédiés (DOS) .....	13
I.4.3.3.2. Structure d’observateurs généralisés (GOS).....	14
I.5. Systèmes tolérants aux défauts.....	15
I.5.1.Méthodes passives (PFTCS).....	15
I.5.2.Méthodes actives (AFTCS) .....	16
I.5.2.1. Loi de commande pré-calculée .....	16
I.5.2.2. Lois de commande synthétisée en ligne .....	16

---

I.5.3. Structure des systèmes tolérants aux défauts .....	17
I.5.3.1. Technique du pseudo inverse .....	18
I.5.3.2. La méthode LQR (Linear Quadratic Method) .....	19
I.5.3.3. Placement de structure propre (Eigenstructure assignment) .....	20
I.5.3.4. Approche par modèle prédictif .....	21
I.5.3.5. Commande adaptative .....	22
I.5.3.6. L'approche par modèle de référence .....	22
I.5.3.7. Linéarisation par retour d'état .....	23
I.5.3.8. Commande multi-modèle .....	24
I.5.3.9. Approche par Neuro-Flou .....	25
I.6. Conclusion .....	26
<b>Chapitre II : Modélisation et simulation de la MAS Avec et Sans Défauts</b>	
II.1. Introduction .....	27
II.2. Généralités sur les machines asynchrones .....	28
II.2.1. Description et principe de fonctionnement .....	28
II.2.2. Machine électrique idéalisée .....	29
II.3. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé .....	30
II.3.1. Equations électriques .....	31
II.3.2. Equations magnétiques .....	31
II.3.3. Equations mécaniques .....	32
II.4. Transformation de Park de la machine asynchrone .....	33
II.4.1. Equations électriques .....	34
II.4.2. Equations magnétiques .....	34
II.4.3. Equation mécanique .....	35
II.4.4. Expression du couple électromagnétique .....	35
II.5. Choix du référentiel .....	35
II.5.1. Référentiel fixe par rapport au stator .....	35
II.5.2. Référentiel fixe par rapport au rotor .....	35
II.5.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant .....	36
II.6. Mise en équation d'état .....	36
II.7. Présentation des différentes défaillances du moteur asynchrone à cage d'écureuil .....	38
II.7.1. L'étude statistique des défauts .....	38
II.7.2. Défaillances au rotor .....	39
II.7.2.1. Rupture de barres .....	39

---

II.7.2.2. ruptures d'anneaux .....	39
II.7.2.3. Excentricité statique et dynamique .....	39
II.7.3. Défaillances au stator .....	40
II.7.3.1. Défauts d'isolant dans un enroulement .....	41
II.7.3.2. Court-circuit entre spires .....	42
II.7.3.3. Court-circuit entre phases .....	42
II.7.3.4. Court-circuit phase/bâti .....	42
II.8. Modèle de la MAS en présence de défauts .....	42
II.9. Résultats de simulation de la machine asynchrone en boucle ouverte .....	43
II.9.1. Résultats de simulation sans défaut .....	44
II.9.2. Résultats de simulation avec défaut .....	47
II.10. Conclusion .....	49
<b>Chapitre III : Commande par mode glissant et synthèse d'un observateur non linéaire pour le diagnostic des défauts de la machine asynchrone</b>	
III.1. Introduction .....	50
III.2. Concept général de la commande par mode glissement .....	51
III.2.1. Théorie de la commande par mode glissement .....	51
III.2.1.1. Système a structure variable .....	51
III.2.2. Conception de la commande par mode glissant .....	52
III.2.2.1. Choix de la surface de glissement .....	53
III.2.2.2. Conditions de convergence .....	53
III.2.2.2.1. La fonction directe de commutation .....	53
III.2.2.2.2. La fonction de LYAPUNOV .....	54
III.2.2.3. Calcul de la commande .....	55
III.2.2.4. Elimination du phénomène de chattering .....	57
III.3. Application de la commande par mode de glissement à la MAS .....	58
III.3.1. Modèle du moteur asynchrone .....	58
III.3.2. Choix des surfaces de glissement .....	58
III.3.2.1. Surface de régulation de la vitesse .....	58
III.3.2.2. Surface de régulation du flux rotorique .....	59
III.3.2.3 Surface de régulation du courant $I_{sq}$ .....	60
III.3.2.4 Surface de régulation du courant $I_{sd}$ .....	61
III.4. Résultats de simulation de la machine asynchrone avec la commande par mode glissant.....	62
III.4.1. Résultats de simulation sans défaut .....	63

---

## Sommaire

---

III.4.2. Résultats de simulation avec défaut .....	66
III.5. Conception d'un observateur mode glissant .....	68
III.6. Observateur à mode glissant pour le diagnostic des défauts de la MAS .....	70
III.6.1. Synthèse de l'observateur .....	70
III.6.2. Analyse de la convergence de l'observateur .....	71
III.6.3. Résultats de simulation en absence de défauts .....	73
III.6.4. Résultats de simulation en présence de défauts .....	73
III.7. conclusion .....	75
<b>Chapitre IV: Reconfiguration de loi de commande</b>	
IV. 1. Introduction .....	76
IV. 2. Objectifs de la reconfiguration .....	76
IV. 3. Reconfiguration de la commande de la machine .....	76
IV. 3.1. Modèle avec défauts .....	76
IV. 3.2. Synthèse de la loi de commande .....	77
IV. 4. Résultats de simulation .....	79
IV. 5. Conclusion .....	80
<b>Conclusion générale</b> .....	81
<b>Annexe</b> .....	82
<b>Références bibliographiques</b> .....	84

---

## Nomenclature

### I. Symboles

$s, r$	Axes correspondants au stator (rotor).
$R_s, R_r$	Résistances d'enroulements statoriques (rotoriques) par phase.
$L_s, L_r$	Inductances cycliques propres statoriques ( rotoriques) par phase.
$M$	Inductances cycliques mutuelle.
$J$	Inertie des masses tournantes.
$f$	Coefficient de frottement visqueux.
$T_r, T_s$	Constantes de temps rotorique (statorique)
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel ou coefficient de fuite total.
$\Phi_s, \Phi_r$	Flux statorique (rotorique).
$g$	Glissement.
$C_e$	Couple électromagnétique de la machine.
$C_r$	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
$\omega_s, \omega_r$	Pulsation de fréquence statorique (rotorique).
$\omega$	Vitesse angulaire électrique du rotor.
$\Omega$	Vitesse angulaire mécanique du rotor.
$p$	Nombre de paires de pôles.
$\theta_r$	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au l'axe d).
$\theta_s$	Ecart angulaire de stator par rapport au l'axe d.
$\theta$	Ecart angulaire enter la phase statorique et rotorique.
$A, B, C / a, b, c$	Trois phases du stator (rotor).
$i_s, i_r$	Courant statorique, Courant rotorique.
$[V_{sA}, V_{sB}, V_{sC}]^T$	Vecteur tension statorique en composantes triphasées.
$[V_{rA}, V_{rB}, V_{rC}]^T$	Vecteur tension rotorique en composantes triphasées.
$[i_{sA}, i_{sB}, i_{sC}]^T$	Vecteur courant statorique en composantes triphasées.
$[i_{rA}, i_{rB}, i_{rC}]^T$	Vecteur courant rotorique en composantes triphasées.
$[\Phi_{sA}, \Phi_{sB}, \Phi_{sC}]^T$	Vecteur flux statorique en composantes triphasées.
$[\Phi_{rA}, \Phi_{rB}, \Phi_{rC}]^T$	Vecteur flux rotorique en composantes triphasées.
$V_s$	Tension statorique.

## Nomenclature

---

$V_r$	Tension rotorique.
$[P]$ et $[P]^{-1}$	Les matrices de Park direct et inverse.
$(d, q)$	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
$i_{sd}, i_{sq}$	Courant stator instantané selon l'axe (d, q).
$i_{ra}, i_{r\beta}$	Courant rotor instantané selon l'axe ( $\alpha, \beta$ ).
$\Phi_{sd}, \Phi_{sq}$	Flux stator instantané selon l'axe (d, q).
$V_{sd}, V_{sq}$	Tension stator instantané selon l'axe (d, q).
$V_{rd}, V_{rq}$	Tension rotor instantané selon l'axe (d, q).
$I_A$	Courant de phase A.
$I_B$	Courant de phase B.
$I_C$	Courant de phase C.
$(X_A, X_B, X_C)$	Axes triphasés réels.
$U_{eq}$	Vecteur de commande équivalent.
$U_n$	Vecteur de commande nominale.
$V$	Fonction de Lyapunov.
$x(t)$	Vecteur d'état d'un système non-linéaire.
$Y(t)$	Grandeur de sortie (grandeur à régler).
$S$	La surface de glissement.
$ref$	Référence.
$eq$	Equivalent.
max, min	Valeur maximale (minimale).
$B_f^+$	Pseudo- inverse de la matrice $B_f$ .
$u_f$	Vecteur de commande en cas de défauts.

## II. Abréviations

MAS	Machine asynchrone.
SCSV	Système de commande à structure variable.
C.M.G	Commande par Mode glissant.
FTC	Fault tolerant control.
FDI	Fault Detection and Isolation.
DOS	Structure d'observateurs dédiés.
GOS	Structure d'observateurs généralisés.
PFTCS	Passive Fault-Tolerant Control Systems.
AFTCS	Active Fault-Tolerant Control Systems.

## Nomenclature

---

FDD	Fault Detection and diagnostic.
LQR	Linear Quadratic Method.
EA	Eigenstructure Assignment.
MPC	model predictif control.

## Liste des Figures

Figure I.1 Différents types de défauts agissants sur le système .....	8
Figure I.2 Représentation des défauts selon le comportement temporel .....	9
Figure I.3 Représentation additive et multiplicative des défauts.....	10
Figure I.4 Classification des méthodes de diagnostic des défauts.....	11
Figure I.5 Structure d'observateurs dédiés (DOS).....	14
Figure I.6 Structure d'observateurs généralisée (GOS) .....	14
Figure I.7 Classification des approches FTC .....	15
Figure I.8 Structure générale des systèmes tolérants aux défauts .....	18
Figure II.1 moteur asynchrone à cage d'écureuil .....	28
Figure II.2 Représentation des enroulements de MAS triphasée dans l'espace électrique .....	30
Figure II.3 Référentiel tournant d'axes (d– q) .....	33
Figure II.4 Répartition des pannes de la machine asynchrone .....	38
Figure II.5 Excentricité statique et dynamique .....	40
Figure II.6 Évolution des états de la machine asynchrone à vide .....	44
Figure II.7 Évolution des états de simulation de la machine asynchrone en charge .....	45
Figure II.8 Évolution des états de la machine asynchrone à vide en présence de défauts .....	47
Figure II.9 Évolution des états de la machine asynchrone en charge en présence de défauts .....	48
Figure III.1 Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase .....	52
Figure III.2 Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement .....	54
Figure III.3 Représentation de la fonction « Sign » .....	56
Figure III.4 Fonction «SAT » .....	57
Figure III.5 Fonction «SMOOTH » .....	57
Figure III.6 Évolution des états de la MAS à vide avec la commande par mode glissant .....	63
Figure III.7 Évolution des états de la MAS en charge avec la commande par mode glissant .....	64
Figure III.8 Zoom de la vitesse en régime permanent .....	64
Figure III.9 Évolution des états de la machine asynchrone à vide avec la commande .....	66
Figure III.10 Évolution des états de la machine asynchrone en charge avec la commande .....	67
Figure III.11 Schéma fonctionnel d'un observateur mode glissant .....	69
Figure III.12 Évolution des états de la Mas sans défaut avec un observateur mode glissant .....	73
Figure III.13 Évolution des états de la Mas en défaut avec un observateur mode glissant .....	74
Figure III.14 Zoom de la vitesse et son estimé en défauts .....	74
Figure IV.1 Évolution des états de la machine asynchrone après reconfiguration.....	79
Figure IV.2 : comparaison entre l'état défectueux et l'état reconfiguré .....	80

# Introduction générale

L'augmentation de la fiabilité, la disponibilité et la sûreté de fonctionnement, constitue à l'heure actuelle, l'une des préoccupations majeures des industriels. Dans certains systèmes complexes, comme dans l'aéronautique ou les centrales nucléaires, la phase de détection et de localisation d'un ou de plusieurs défauts est nécessaire mais n'est pas suffisante pour garantir la sûreté de fonctionnement. En effet, il est indispensable de modifier la loi de commande pour assurer la sûreté de fonctionnement et maintenir le niveau minimal de performances. On parle de la commande tolérante aux défauts des systèmes [14], [5], [1].

La fonction de diagnostic consiste à détecter un défaut, de localiser son origine et de déterminer ses causes. Son principe général consiste à comparer les données relevées au cours du fonctionnement réel du système avec la connaissance dont on dispose sur son fonctionnement normal et anormal. Dans la littérature plusieurs méthodes de diagnostic en été proposées (diagnostic par traitement du signal, diagnostic par estimation paramétrique, diagnostic à base d'observateurs ...etc.). Les recherches dans ce domaine s'orientent de plus en plus vers les techniques de reconstruction d'état des systèmes [3], [13],[7].

Introduite dans les années 80, La commande tolérante aux défauts a pour but de s'accommoder automatiquement de l'effet des défauts tout en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système. Elle a pour but aussi d'éviter l'arrêt immédiat du système et de permettre son fonctionnement en mode dégradé. Ainsi sur la base de cette modélisation, un des objectifs de ce mémoire est d'élaborer une méthode de commande qui permet de modifier les lois de commande de manière à amener le système dans un état proche de celui dans lequel il se trouvait en fonctionnement normal, lors de l'occurrence du défaut. Ce type de procédure est appelé reconfiguration de la loi de commande [9] [2].

La reconfiguration concerne la sélection en ligne d'une nouvelle configuration de commande après qu'un système soit devenu sujet à une faute majeure qui a provoqué un changement de ses propriétés dynamiques [11] [12].

Notre travail entre dans ce cadre et traite l'étude sur le diagnostic et la reconfiguration de loi de commande, avec application sur un système non linéaire (machine asynchrone).

Le mémoire est organisé en quatre chapitres qui peuvent être résumés comme suit : Le premier chapitre présentera un état de l'art sur le diagnostic et la commande tolérante aux défauts. Nous allons faire un rappel sur les différentes notions théoriques, définitions et concepts relatifs à ce domaine.

Le deuxième chapitre, est consacré à la modélisation de la machine asynchrone, dans le repère triphasé et dans le repère biphasé avec et son défaut.

Dans le troisième chapitre la commande par mode glissant de la machine , ainsi qu'un observateur non linéaire par mode glissant en vu du diagnostic de la machine seront synthétisée.

La reconfiguration de loi de commande par la technique de commande par mode glissant pour la machine asynchrone, fera l'objet du quatrième chapitre.

Enfin, ce travail sera complété par une conclusion générale à travers laquelle on exposera les principaux résultats obtenus et on donnera les perspectives à envisager comme suite à ce travail.

# **Chapitre I :**

**état de l'art sur le diagnostic et la  
commande tolérante aux fautes**

---

## I.1. Introduction

La conception de systèmes de fonctionnement sûr nécessite d'une part, l'implantation d'un système de diagnostic pour réaliser la détection et la localisation de fautes (fault detection and isolation) ou FDI et d'autre part la mise en œuvre de traitement tolérant aux fautes (fault tolerant control) ou FTC.

Dans ce chapitre nous allons parler sur quelque méthodes et approches utilisées dans le domaine de diagnostic et de la commande tolérante aux fautes.

## I.2. Concepts et définition

**Défaillance** : L'interruption permanente de la capacité du système à remplir une fonction requise dans les conditions d'opérations spécifiées [26].

**Défaut** : Le terme faute ou défaut est généralement défini comme un écart non permis d'au moins une propriété ou d'un paramètre caractéristique du système par rapport au comportement nominal [26].

**Détection** : La détermination de la présence de défauts et de l'instant de leurs occurrences [7].

**Diagnostic** : La détermination du type, de la taille, de la localisation et de l'instant d'occurrence d'un défaut, il suit la détection de défauts et inclut l'isolation et l'identification [7].

**Sûreté** : c'est l'aptitude d'un système à respecter l'utilisateur et son environnement [3].

**Disponibilité** : L'aptitude d'un système à fonctionner lorsqu'on le sollicite [3].

**Fiabilité** : L'aptitude d'un système à accomplir sa mission pendant une période donnée et dans des conditions données d'utilisation [3].

**Identification** : La détermination de la taille et du comportement temporel d'un défaut.

**Isolation** : La détermination du type, de la localisation et de l'instant d'occurrence d'un défaut.

**Reconfiguration** : La poursuite de la mission d'un système de commande en reconfigurant la loi de commande ou l'objectif [13].

**Accommodation** : La poursuite de l'objectif fixé sans remettre en cause ses corrections et l'annulation de défauts (compensation, ajustement...) [13].

**Commande tolérante aux fautes** : Un système de commande tolérante aux fautes se caractérise par son aptitude à maintenir ou retrouver des performances acceptables proches de celles désirées en régime nominal ainsi que dans un mode de fonctionnement dégradé [1].

**Redondance matérielle** : Cette approche est dite traditionnelle et consiste à ajouter des capteurs afin d'obtenir des informations supplémentaires sur l'état du système. L'inconvénient majeur de cette approche est le coût additionnel en équipement [7].

**Redondance analytique** : Elle consiste à développer des algorithmes de détection et de localisation

des défauts en utilisant les mesures disponibles sur le système. Une équation de redondance analytique est une équation dans laquelle toutes les variables sont connues. Pour éviter les fausses alarmes ou les manques de détection, ces algorithmes doivent tenir compte des bruits de mesure, des perturbations ainsi que des erreurs de modélisation. Les méthodes basées sur cette approche sont plus simples, plus flexibles, moins coûteuses et plus écologiques que l'approche traditionnelle [7].

### I.3. Types de défauts

#### I.3.1. Selon leurs types

Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système. Dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation. Définissant alors des types de défauts. Les défauts affectant un système peuvent être de différentes natures et sont généralement classés en défauts actionneurs, défauts capteurs et défauts système [3] (figure I.1).

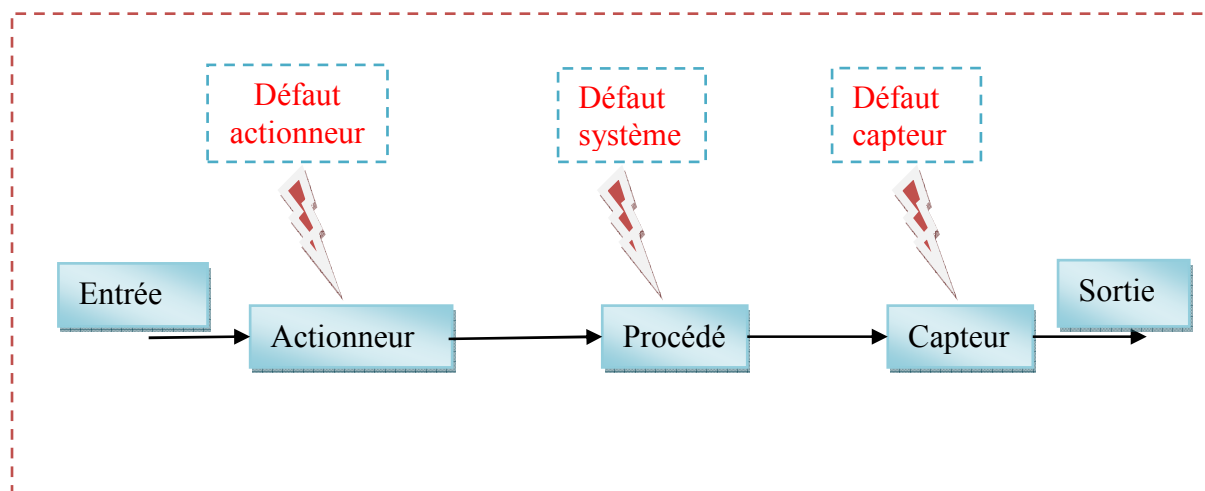


Figure (I.1) : Différents types de défauts agissant sur le système.

##### I.3.1.1. Défauts actionneurs

Les défauts actionneurs agissent au niveau de la partie opérative et détériorent le signal d'entrée du système. Ils représentent une perte totale (défaillance) ou partielle d'un actionneur agissant sur le système. Un exemple de perte totale d'un actionneur est un actionneur qui est resté "collé" sur une position entraînant une incapacité à commander le système par le biais de cet actionneur. Les défauts actionneurs partiels sont des actionneurs réagissant de manière similaire au régime nominal mais en partie seulement, c'est-à-dire avec une certaine dégradation dans leur action sur le système. (Perte de puissance d'un moteur, fuite dans un vérin,...) [3].

### I.3.1.2. Défauts capteurs

Ce type de défaut est la cause d'une mauvaise image de l'état physique du système. Un défaut capteur partiel produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie de la variable à mesurer. Ceci peut se traduire par une réduction de la valeur affichée par rapport à la valeur vraie, ou de la présence d'un biais ou de bruit accru empêchant une bonne lecture. Un défaut capteur total produit une valeur qui n'est pas en rapport avec la grandeur à mesurer [3].

### I.3.1.3 Défauts composants ou systèmes

Ce type de défaut provient du système lui-même; bien souvent les défauts n'appartenant pas à un défaut capteur ou actionneur sont classés de manière arbitraire dans cette catégorie. Néanmoins, un défaut composant résulte de la casse ou de l'altération d'un composant du système réduisant les capacités de celui-ci à effectuer une tâche [2].

## I.3.2. Selon leurs Caractéristiques temporelles

Par ailleurs, une classification des défauts à partir de leurs évolutions temporelles les définit comme suit [4] :

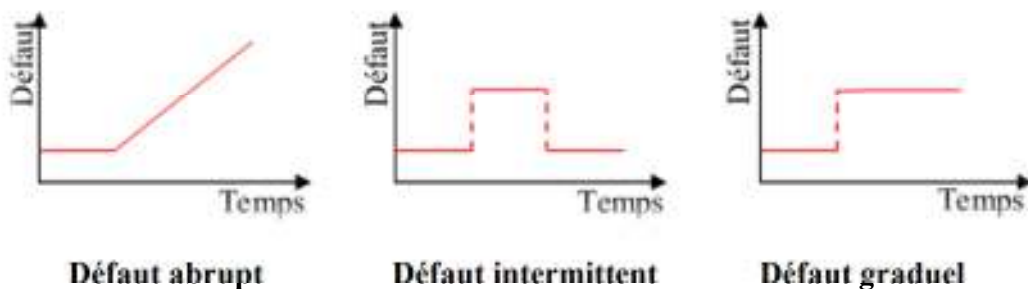


Figure (I.2) : Représentation des défauts selon leur comportement temporel [4].

### I.3.2.1. Abrupts (biais)

La caractéristique principale de ce type de défauts est la discontinuité dans l'évolution temporelle de la valeur. Cette évolution, si elle ne correspond pas aux évolutions dynamiques normales attendues par la variable, est caractéristique d'une panne brutale de l'élément en question (arrêt total ou partiel ou déconnexion) [26].

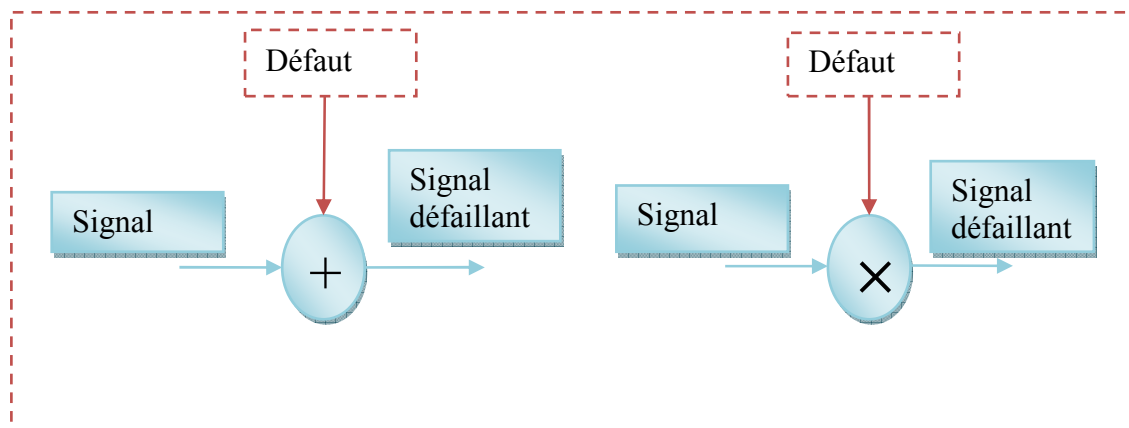
### I.3.2.2. Intermittents (valeurs aberrantes)

Il s'agit d'un type de défauts caractéristiques de faux contacts (câblage partiellement endommagé). C'est un cas particulier de défauts abrupts avec la propriété d'un signal qui revient de façon aléatoire aux valeurs normales [4].

### I.3.2.3. Graduels (dérives)

Ce type de défaut est essentiellement caractéristique d'un encrassement ou d'une usure de pièce. Il s'agit de défauts très difficiles à détecter, car leurs évolutions temporelles sont les même que celles d'une modification paramétrique lente représentant une non stationnarité du procédé.

Comme aussi, les défauts peuvent être classés à partir de leurs effets sur les performances du système en deux classes [4]. La figure(I.3) présente les deux classes de défauts comme suit:



**Figure (I.3) : Représentation additive et multiplicative des défauts.**

- **Les défauts additifs** : Ils correspondent à des entrées inconnues agissant sur le système, et les sorties de ce système varie indépendamment des entrées connues.
- **Les défauts multiplicatifs** : Ils correspondent à des modifications des paramètres du modèle représentant le système, ils engendrent des variations des sorties du système dont l'amplitude dépend de la valeur des entrées connues.

## I.4. Classification des méthodes de diagnostic

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses et variées car elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés. D'ailleurs sur un problème un peu complexe, il n'est pas rare de faire appel à plusieurs méthodes. Principalement, ces méthodes sont regroupées en trois grandes catégories, dont la première repose essentiellement sur le traitement de donnée, la seconde est fondée sur des modèles qualitatifs du procédé et enfin la dernière catégorie est basée sur des modèles quantitatifs. On peut les classer d'ailleurs selon la figure (I.4).

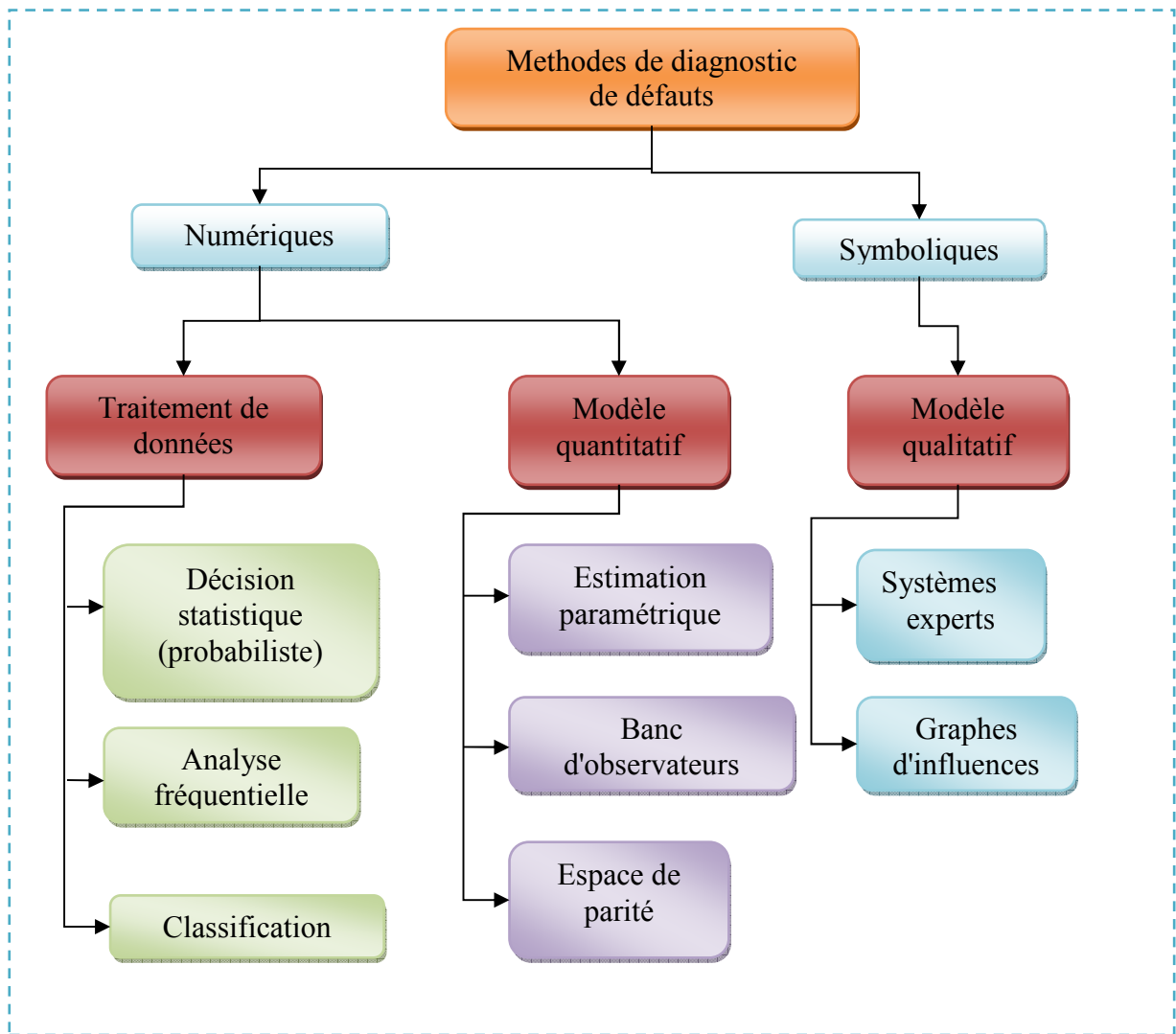


Figure (I.4) : Classification des méthodes de diagnostic de défauts.

### I.4.1. Modèle fondé sur le traitement de donnée

Dans un certain nombre de cas, il est impossible d'obtenir le modèle mathématique du procédé, ou d'une partie de celui-ci, traduisant le comportement du système. On peut toutefois analyser les signaux issus de l'instrumentation et proposer pour chacun de ces signaux un modèle, qui sera en fait une référence du comportement de ce signal, en général statistique, et qui pourrait être représentative de l'état normal du système ou d'un défaut particulier on parle dans ce cas là d'une "Décision statistique".

Dans cette approche, on analyse les signaux issus du procédé pendant son fonctionnement normal et on en déduit une loi de densité de probabilité pour chaque signal. Il restera alors à s'assurer que ce dernier obéit bien à cette loi ou s'en écarte significativement. Le seul inconvénient sera de travailler sur une fenêtre temporelle longue pour assurer un traitement en temps réel.

De nombreux tests ont été proposés, en particulier saut de moyenne et/ou saut de variance (sous l'effet

d'un défaut, la moyenne du signal varie et/ou son écart type) [13], [18], [19]. Une autre approche basée sur la représentation spectrale en fréquence via la transformée de Fourier rapide où on utilise une fenêtre temporelle glissante.

On a vu aussi l'introduction des notions de classification floue, qui par l'indice d'appartenance permet d'affirmer que les classes des données en main appartiennent à un prototype déjà connu et qui représenterait un état de fonctionnement du système. Sans oublier de mentionner que l'apprentissage est fondamental et doit être le plus complet possible afin que la classification permette de localiser tous les modes de défaillance, ce qui est très difficile à garantir pour un procédé d'une certaine complexité.

### **I.4.2. Modèle qualitative**

Dans certaines situations, il n'est pas possible d'obtenir un modèle mathématique précis de l'installation à diagnostiquer. Cependant, on possède des connaissances qualitatives sur son comportement (normal et anormal). Cette connaissance s'exprime avec des symboles et peut être traitée, en simulant le raisonnement logique humain, par des techniques informatiques relevant de l'intelligence artificielle [7].

L'avantage principal des méthodes qualitatives sont : la possibilité de n'utiliser que le modèle qualitatif, aucun besoin de grandeurs numériques des paramètres ni de connaissances profondes sur la structure du système. Par contre il n'est pas aisé de déterminer les valeurs limites inférieures et supérieures des déviations. D'autre part un problème combinatoire peut apparaître lors des procédures d'inférences pour les systèmes complexes.

### **I.4.3. Modèle quantitatif**

Dans cette approche le modèle est utilisé pour engendrer des indicateurs de défauts; leur interprétation constitue les symptômes du mauvais comportement du système. Ces indicateurs ne sont autres que les résidus qui ont toujours été la préoccupation des automaticiens qui s'intéressent particulièrement à la sortie du procédé qui ne peut être qu'en fonction de l'entrée, des défauts mais aussi de perturbations non mesurables.

La phase d'évaluation des résidus, en d'autres termes la conversion de leur valeur numérique en symptôme, n'est pas aussi simple car en fait le modèle n'est jamais parfait et les mesures sont souvent entachées de bruit. Ce qui nous amène à considérer un autre problème qui stipule qu'un résidu n'est jamais nul. Il faut en conséquent faire la différence entre un résidu de "valeur faible" qui caractérise en général un fonctionnement normal, et un résidu de "valeur forte" qui caractérise une défaillance; même à cela, on peut dire que cette évaluation reste compliquée du fait que les sensibilités de ces résidus aux différents défauts peuvent être très différentes. Pour engendrer les résidus, on retrouve trois grandes familles fondées sur les équations du modèle. Pour chacune d'entre elles, nous allons donner

un bref aperçu.

### **I.4.3.1. Méthode de diagnostic basée sur l'estimation des paramètres**

Cette méthode est basée sur l'estimation des paramètres du modèle, supposés connus ou du moins une assez bonne connaissance, censés être représentatifs du fonctionnement normal.

L'estimation se fera soit en temps réel, soit hors ligne mais de manière fréquente (cyclique) [3].

Plus intéressante sera cette méthode si on arrive à établir un lien entre les valeurs de ces paramètres et certains composants précis de notre système, on est arrivé là au stade de localisation de défauts. Cette méthode est bien adaptée aux défauts multiplicatifs. Un bon exemple d'application industrielle est traité par Isermann [21]. Et rappelons aussi que pour tout problème d'estimation de paramètres, si le procédé est mal excité, celle-ci converge mal ou pas du tout.

### **I.4.3.2. Méthode basée sur l'espace de parité**

Cette méthode est basée sur la vérification de la cohérence entre les relations mathématiques du système et les mesures (relations redondance analytique). On suppose qu'une mesure puisse 'exprimer en fonction des autres par une relation connue. La différence entre la mesure et sa valeur calculée à l'aide du modèle est appelée résidu. Alors si le résidu est nul, les mesures sont cohérentes par rapport au modèle, donc le système est déclaré sans défaut. Et dans le cas où le résidu est non nul, indique l'apparition d'un écart, qui veut dire un défaut. Donc la méthode par espace de parité suppose la connaissance d'un modèle mathématique du système [25].

### **I.4.3.3. Méthode de diagnostic basée sur les observateurs**

La troisième approche repose sur les bancs d'observateurs, qui se réfèrent en général au modèle du procédé, qui sont des algorithmes chargés de poursuivre l'état du système. Dans la plupart des cas, on veut isoler les défauts pour rendre ainsi l'observateur indépendant des perturbations non mesurées (ou inconnues) et dépendants essentiellement de certains défauts. Dans la littérature, on propose deux méthodes: les bancs d'observateurs dédiés et les bancs d'observateurs généralisés [3] [7].

#### **I.4.3.3.1. Structure d'observateurs dédiés (DOS)**

Dans ce type de structure, il est question de construire autant d'observateurs que de défauts à détecter, chacun d'entre eux génère un résidu insensible à tous les défauts sauf un. Ainsi, l'observateur recevant une mesure défaillante fournit une mauvaise estimation des variables estimées, tandis que les estimations des autres observateurs convergent vers les mesures des sorties correspondantes sauf sur la sortie erronée. Ce schéma reste valable même dans le cas de plusieurs défauts simultanés [7].

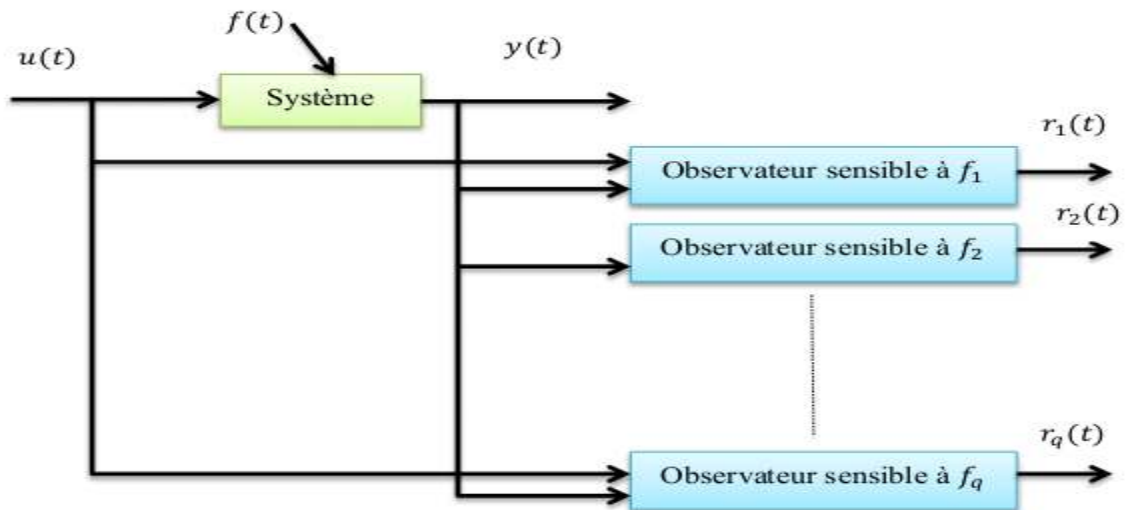


Figure (I.5) : Structure d'observateurs dédiés (DOS)[7].

Mais, si cette structure donne parfois des bons résultats sa conception reste très limitée car elle ne permet pas de s'affranchir des entrées inconnues et des bruits.

#### I.4.3.3.2. Structure d'observateurs généralisés (GOS)

Dans ce genre de structure, il s'agit de synthétiser un certain nombre d'observateurs où chacun d'entre eux étant insensible à un seul défaut. Si un défaut apparaît alors, toutes les estimations d'états seront erronées sauf celles issues de l'observateur insensible à ce seul défaut. Ce schéma offre plus de degrés de liberté pour la conception de l'observateur et permet d'augmenter la robustesse.

Cependant, en plus de ne pas être généralement pas capable de résoudre les problèmes de localisation des défauts, la problématique de cette approche reste dans les interactions entre les sous-systèmes. En effet, si ces interactions sont faibles (voire nulle), un défaut n'affectera que l'estimation de l'observateur local correspondant [7].

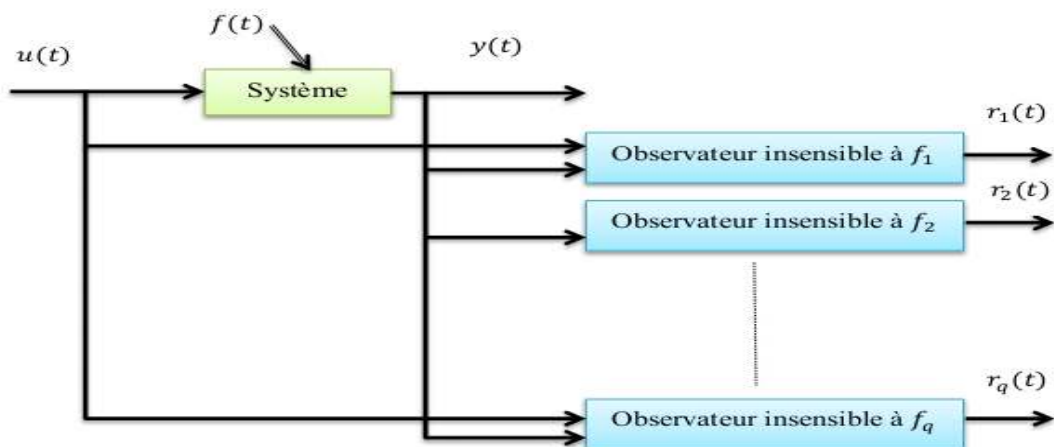


Figure (I.6) : Structure d'observateurs généralisée (GOS) [7].

## I.5. Systèmes tolérants aux défauts

Un système tolérant aux défauts possède la capacité de maintenir les objectifs nominaux en dépit de l'occurrence d'un défaut et à s'en accommoder de manière automatique. Il permet notamment de garantir la stabilité du système et/ou des performances dégradées acceptables en présence de défauts [11]. Les systèmes tolérants aux défauts sont généralement classés en deux grandes approches comme illustrées à la figure (1.7) : l'approche passive (Passive Fault-Tolerant Control Systems PFTCS) et l'approche active (Active Fault-Tolerant Control Systems AFTCS) [9], [2].

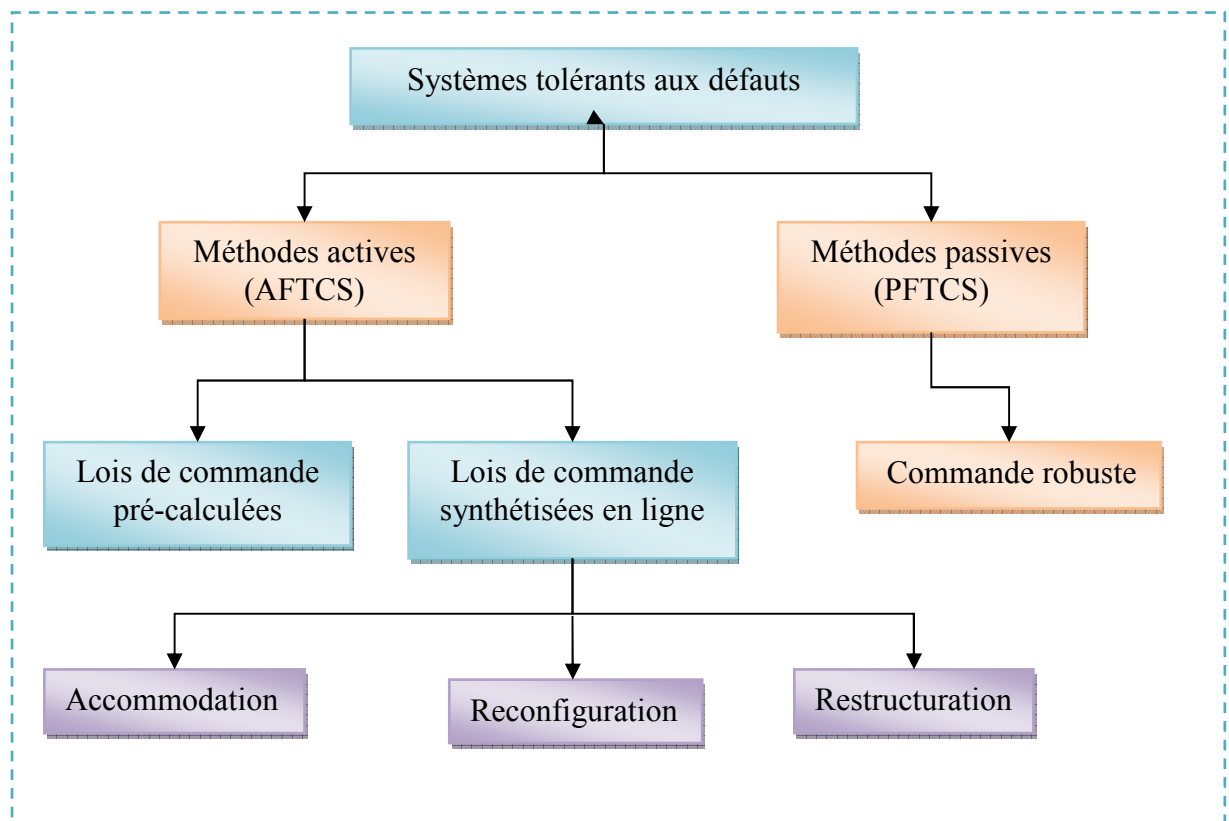


Figure (I.7) : Classification des approches FTC.

### I.5.1.Méthodes passives (PFTCS)

Dans l'approche passive, la loi de commande est conçue pour être robuste à un ensemble prédéfini de défauts et elle ne sera pas changée lors de l'occurrence de défaut. Elle est basée sur l'idée que les défauts représentent des perturbations sur le système et exploite les techniques de la commande robuste à ces perturbations. Dans ce cas, le problème de commande est donné sous la forme  $\langle O_n, S_f, \theta_f, U_f \rangle$  avec  $f \in F$  où  $F$  représente l'ensemble de défauts considérés.

Dans le contexte des systèmes tolérants aux défauts passifs, le problème de commande  $\langle O_n, S_f, \theta_f, U_f \rangle$  avec  $f \in F$  où  $F$  et le problème de commande  $\langle O_n, S_n, \theta_n, U_n \rangle$  ont une solution commune [11].

Ce type d'approche ne requiert pas la présence d'un module de diagnostic (Fault Detection and diagnostic FDD) pour détecter la présence des défauts ainsi qu'un bloc de reconfiguration de la structure et/ou des paramètres du système.

On trouve dans la littérature, une vaste panoplie d'outils de synthèse de loi de commande robuste. De nombreuses études utilisant les techniques de synthèse de loi de commande robuste basées sur la minimisation d'un critère, ont été menées pour la conception de stratégies passives de la commande FTC [28].

### **I.5.2.Méthodes actives (AFTCS)**

Les systèmes tolérants "actifs" réagissent d'une manière "active" lorsque le défaut apparaît selon deux approches distinctes : la sélection d'une loi de commande pré-calculée ou la synthèse d'une nouvelle loi de commande en ligne. Les deux approches requièrent la présence d'un bloc diagnostic pour fournir des informations concernant l'état du système [11].

#### **I.5.2.1. Loi de commande pré-calculée**

Cette première approche est basée sur l'idée qu'il existe un banc de régulateurs pré-calculés pour chaque mode de fonctionnement. Un régulateur pour le mode de fonctionnement nominal et un régulateur pour chaque mode défaillant. La sélection du régulateur associé au mode de fonctionnement actif (présent) est effectuée par le coordinateur, qui est constitué d'un ensemble d'estimateurs permettant la reconstruction des sorties du système pour chaque mode de fonctionnement [27], [1].

#### **I.5.2.2. Lois de commande synthétisée en ligne**

Suivant le défaut, en fonction de sa sévérité et les informations qui peuvent être fournies par le bloc diagnostic, trois cas peuvent être considérés : l'accommodation, la reconfiguration ou la restructuration du système.

- **Accommodation** : L'accommodation permet de résoudre le problème de commande  $\langle O_n, \hat{S}_f, \hat{\theta}_f, U_f \rangle$  où  $\hat{S}_f, \hat{\theta}_f$ , sont les estimations de la structure et des paramètres du système avec défauts respectivement, fournies par le bloc diagnostic. Dans ce cas nous supposons que le bloc diagnostic est capable de détecter, de localiser et d'estimer l'amplitude des défauts. Par hypothèse, uniquement des défauts de faibles amplitudes sont pris en compte par l'accommodation. Pour s'affranchir de la présence du défaut, la nouvelle loi de commande est générée soit par l'adaptation en ligne des paramètres du régulateur soit par la compensation d'une commande supplémentaire. Dans ce cas, la structure de la loi de commande n'est pas changée.

- **Reconfiguration** : La reconfiguration de loi de commande est utilisée dans le cas où les parties défaillantes (actionneurs, capteurs ou régulateurs) ne peuvent pas être accommodées. Notons  $S_f = \hat{S}_n \cup \hat{S}_f$  la structure du système en présence de défaut incluant  $\hat{S}_f$  la structure associée aux parties défaillantes et  $\hat{S}_n$  la structure associée aux parties du système qui n'ont pas été affectées par le défaut. Après l'occurrence du défaut, par hypothèse, le bloc diagnostic a détecté le défaut et la localisé dans un sous-système (actionneurs et/ou capteurs) de  $S_f$  et il a déconnecté la partie  $\hat{S}_f$ , donc la nouvelle structure est  $\hat{S}_n$ . Dans la même logique, nous supposons que les paramètres sont donnés par  $\theta_f = \hat{\theta}_n \cup \hat{\theta}_f$  et l'ensemble de lois de commande admissibles est donné par  $U_f = \hat{U}_n \cup \hat{U}_f$ . Une nouvelle formulation du problème de commande est alors proposée sous la forme  $\langle O_n, \hat{S}_f, \hat{\theta}_f, \hat{U}_f \rangle$  [11].
- **Restructuration** : il consiste dans la synthétisation d'une nouvelle loi de commande en modifiant la structure et les paramètres de cette dernière. Elle est utilisée dans le cas où le problème de commande n'a pas de solution avec l'accommodation et la reconfiguration [11].

La restructuration consiste à trouver une solution au problème  $\langle \Gamma, S_p, \theta, U \rangle$ , où :

$\Gamma$  : Ensemble des objectifs possibles.

$S_p$  : Ensemble des structures possibles.

$\theta$  : Ensemble des paramètres associés à  $S_p$ .

$U$  : Ensemble des lois de commande admissibles.

D'une autre manière, trouver  $u \in U$  permettant d'assurer des objectifs dégradés  $O_d, O_d \in \Gamma$  sous une structure  $S \in S_p$  pour des paramètres  $\theta \in \Theta$ .

### I.5.3. Structure des systèmes tolérants aux défauts

En général, un système tolérant aux défauts est constitué de quatre blocs essentiels comme illustrées à la figure(I.8) [1][11] :

1. un bloc diagnostic.
2. un bloc reconfiguration.
3. un régulateur reconfigurable.
4. un bloc de gestion des références.

La fonction principale du bloc diagnostic est de détecter le défaut et d'estimer le défaut ainsi que les variables d'état du système en ligne. Une fois que le défaut est apparu le bloc diagnostic active le mécanisme de reconfiguration et fournit en ligne les informations concernant le défaut et l'état du système. En se basant sur ces informations le bloc reconfiguration s'occupe de la déconnexion des parties défaillantes (sous-systèmes  $f_s$ , actionneurs  $f_A$  et capteurs  $f_C$ ), la synthèse de la nouvelle loi de

commande (régulateur reconfigurable) et l'ajustement des références afin d'assurer les objectifs en poursuite de consigne.

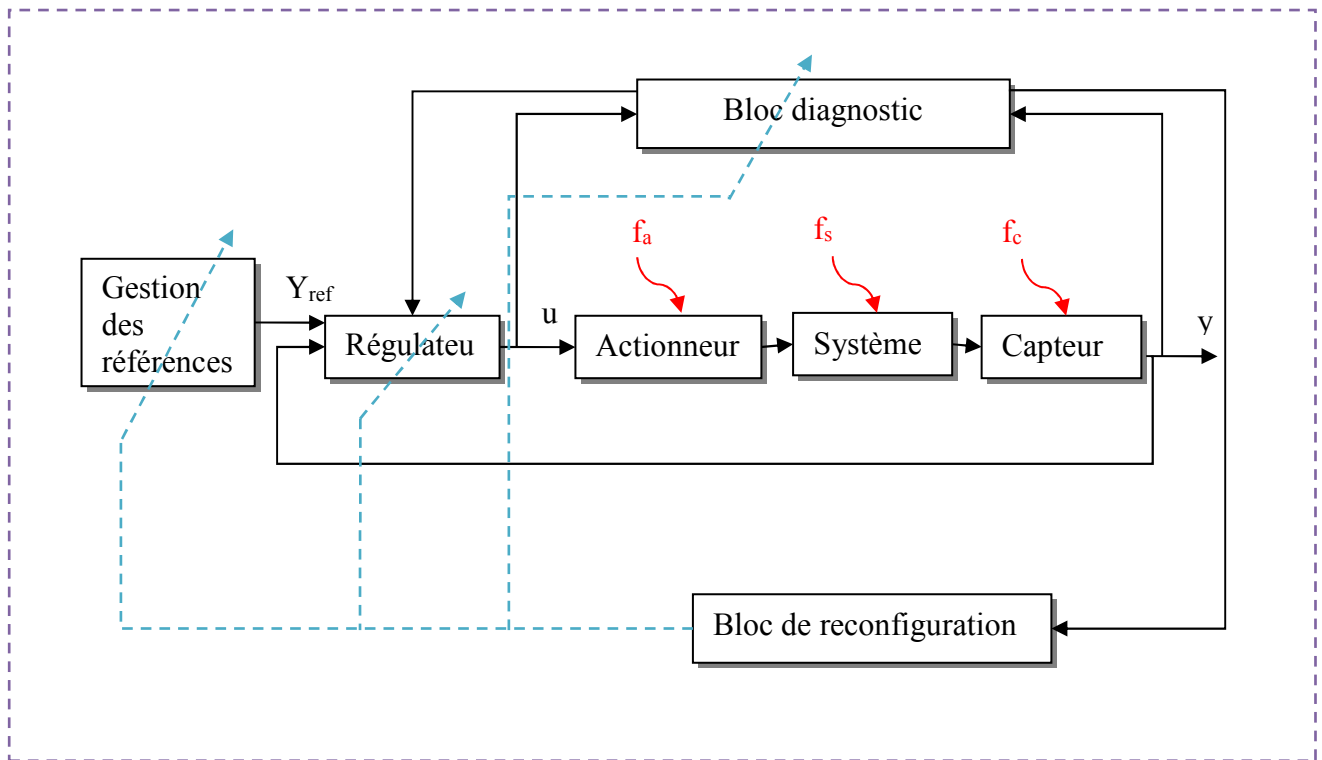


Figure (I.8) : Structure générale des systèmes tolérants aux défauts.

Parmi les techniques de commande qui utilisent l'approche active, on a :

### I.5.3.1. Technique de la pseudo inverse

La méthode du pseudo inverse est utilisée dans le cas des systèmes linéaires et se base sur la minimisation de la norme de la distance entre le modèle en boucle fermée du système défectueux et le modèle de référence [1]. Son principe est décrit ci-dessous.

Dans le cas nominal, le système est décrit par une représentation d'état de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (I.1)$$

Où  $x(t) \in R^n$ ,  $y(t) \in R^m$ ,  $u(t) \in R^r$ , avec  $A \in R^{n \times n}$ ,  $B \in R^{n \times r}$ ,  $C \in R^{m \times n}$ .

Afin d'obtenir des performances spécifiques, on considère que le système est commandé par un contrôleur par retour d'état :

$$u(t) = -Kx(t) \quad (I.2)$$

Où  $K \in R^{m \times n}$ .

Le système en boucle fermée s'exprime sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A + BK)x(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (I.3)$$

En présence de défauts, le système peut être représenté sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_f x(t) + B_f u(t) \\ y(t) = C_f x(t) \end{cases} \quad (I.4)$$

L'indice  $f$  indique la situation en défaut du système, en conséquence les dimensions de chaque vecteur et matrice restent inchangées. Cette méthode consiste à déterminer une nouvelle matrice de gain  $K_f$  de telle sorte que la dynamique du système défaillant en boucle fermée soit approximativement égale à celle du système nominal.

$$u_f = -K_f x(t) \quad (I.5)$$

$$A + BK = A_f + B_f K_f \quad (I.6)$$

Une approximation au sens des moindres carrés est donné par :

$$K_f = B_f^+ (A - A_f + BK) \quad (I.7)$$

Où  $B_f^+$  est la matrice pseudo-inverse de la matrice  $B_f$ . Cette approche a l'avantage d'être simple et facile à implémenter en ligne car les changements sur le système causés par un défaut sont calculés directement par (I.7). Le principal inconvénient relatif à cette méthode réside dans le non garanti de la stabilité du système en boucle fermée. Afin de remédier à ce problème, une méthode de pseudo-inverse modifiée a été proposée. La méthode introduit une contrainte supplémentaire de telle sorte que le système en boucle fermée soit stable. Malheureusement cette contrainte supplémentaire augmente considérablement le temps de calcul. Un compromis doit alors être trouvé entre la stabilité et les performances du système reconfiguré. Un autre inconvénient majeur de cette méthode est la nécessité de connaître le modèle mathématique du système défaillant ( $A_f; B_f; C_f$ ) pour calculer le nouveau gain  $K_f$ .

### I.5.3.2. La méthode LQR (Linear Quadratic Method)

Elle est très connue dans la théorie du contrôle. Elle utilise le principe de la théorie de la commande optimale (The optimal control for the linear-quadratic regulator) qui réside dans la minimisation du critère afin de trouver un gain du retour d'état[12].

Dans le cas nominal, le système est décrit par une représentation d'état de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

Où  $A \in R^{n \times n}$  : est la matrice d'état,  $B \in R^{n \times m}$  : est la matrice de commande,  $C \in R^{p \times n}$  : est la matrice d'observation,  $D \in R^{p \times m}$  : est la matrice de découplage entrée-sortie.

$x \in X \subset R^n$  est le vecteur d'état ;

$u \in R^m$  est l'entrée de commande ;

$y \in R^q$  est la sortie mesurée.

Le système est commandé par une loi de commande par retour d'état  $u(t) = -Kx(t)$  afin d'obtenir des performances spécifiques.

En utilisant la théorie de la commande optimale, en construisant l'Hamiltonien, la solution de ce problème est donnée par :

$$U(t) = -R^{-1}B^TKx(t) \quad (\text{I.9})$$

Où  $K$  la solution positive symétrique de l'équation de riccati :

$$KA + A^TK - KBR^{-1}B^TK + Q = 0 \quad (\text{I.10})$$

Le système en boucle fermée est alors donné par :

$$\dot{x}(t) = (A - BR^{-1}B^TK)x(t) \quad (\text{I.11})$$

Dans le cas défaillant, nous supposons que l'occurrence de défaut système, actionneur et/ou capteur transforme  $(A, B, C)$  en  $(A_f, B_f, C_f)$  et la nouvelle présentation du système est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_f x(t) + B_f u(t) \\ y(t) = C_f x(t) \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Le problème consiste à chercher un nouveau gain  $K_f$  solution de l'équation Suivante :

$$K_f A_f + A_f^T K_f - K_f B_f R^{-1} B_f^T K_f + Q = 0 \quad (\text{I.13})$$

### I.5.3.3. Placement de structure propre (Eigenstructure assignment)

L'approche par placement de structure propre en commande sous contraintes (Eigenstructure Assignment EA) a été proposée par plusieurs chercheurs, à titre d'exemple [11]. Dans cette approche, on s'intéresse à placer une structure propre en terme de valeurs propres et vecteurs propres via la loi de

commande pour assurer des performances désirées du système en boucle fermée [12][11].

Si on considère le cas de commande avec retour d'état (I.2), les valeurs propres du système nominal en boucle fermée sont entièrement recouvertes par la loi de commande par retour d'état reconfigurée :

$$K_f = (S - A_f V_f) (C_f V_f)^{-1} \quad (I.14)$$

Avec:

$V = (V_f^1, V_f^2, \dots, V_f^{\max(p,m)})$  : est la matrice des vecteurs propres.

$S = (\lambda_f^1 s^1, \lambda_f^2 s^2, \dots, \lambda_f^{\max(p,m)} s^{\max(p,m)})$  : est la matrice concernant les valeurs propres.

$s^i$ : les paramètres sont définis dans (Jiang, 1994).

La stabilité en boucle fermée peut être assurée, et par conséquent les valeurs propres en boucle fermée satisfont l'équation :

$$\begin{aligned} \lambda_{f,i} &= \lambda(A_f - B_f K_f C_f) \\ &= \lambda_i = \lambda(A + B K C) \quad , i = 1, \dots, \max(n_y, n_u) \end{aligned} \quad (I.15)$$

Les vecteurs propres en boucle fermée du système reconfiguré sont les plus proches possible de celles du système nominal.

$$V_{f,i} = (\lambda_{f,i} I - A_f)^{-1} B_f K_f C_f V_{f,i} \quad (I.16)$$

L'avantage de cette approche comparée à la méthode du pseudo-inverse réside dans le fait que la solution fournie (si elle existe), assure la stabilité de la boucle fermée du système défaillant [2]. Par contre cette technique réside dans le fait que les erreurs de modèles ainsi que les incertitudes relatives au processus de diagnostic ne sont pas aisément incorporables dans le calcul [12].

#### **I.5.3.4. Approche par modèle prédictif**

La commande par modèle prédictif, en anglais model predictif control (MPC) est facilement capable de résoudre les problèmes de commande tolérante aux fautes avec très peu d'efforts en comparaison avec son utilisation exclusive pour la commande [12] [13].

La commande prédictive consiste à résoudre, à chaque pas de temps, un problème de commande optimale [17], c'est-à-dire déterminer l'action de commande qui minimise le critère suivant :

$$J(k) = \sum_{i=N_1}^{N_2} \| M \hat{x}(k+i|k) - ref(k+i) \|_{Q(i)}^2 + \sum_{i=0}^{N_u-1} \| \Delta n(k+1) \|_{R(i)}^2 \quad (I.17)$$

Sujet aux contraintes :

$$\Delta u_j(k+i) \in [V_{minj}, V_{maxj}] \quad (I.18)$$

$$u_j(k+i) \in [U_{minj}, U_{maxj}] \quad (I.19)$$

$$M\hat{x}_j(k+i|k) \in [X_{minj}, X_{maxj}] \quad (I.20)$$

Où les incréments du signal de commande sont définies par  $\Delta u(k) = u(k+1) - u(k)$

$Mx(k)$  : correspond au vecteur des variables à contrôler ;  $x(k)$  est le vecteur d'état du système.

$\hat{x}(k+i|k)$  : est une prédiction de  $x(k+i)$  fait à l'instant  $k$  et  $M = C$  dans le modèle d'espace d'état ordinaire si toutes les sorties apparaissent dans  $J(k)$ .

$ref(k)$  : est la trajectoire de référence pour  $Mx(k)$ .

$N_1$  et  $N_2$  : sont respectivement les horizons de prédiction minimum et maximum. Ils assurent que les signaux de commande soient constants au-delà de l'horizon d'optimisation, c'est à dire que  $\Delta u(k+i) = 0$  pour  $i \geq N_u$ .

### I.5.3.5. Commande adaptative

Cette approche comprend l'ensemble des techniques utilisées pour l'ajustement automatique en temps réel des régulateurs, afin de maintenir un certain niveau de performances quand des paramètres du procédé à commander sont inconnus et/ou variant dans le temps. Elle utilise des méthodes d'identification en ligne pour estimer régulièrement la valeur des paramètres  $\theta$  et résoudre le problème de commande pour les variations de  $\theta$  [13].

### I.5.3.6. L'approche par modèle de référence

La méthode de poursuite de modèle est une approche FTC active séduisante qui permet de concevoir une nouvelle loi de commande telle que les performances du système défaillant commandé s'approche le plus possible de celles d'un modèle de référence [9]. Généralement, la méthode considère un modèle de référence de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_m(t) = A_m x(t) + B_m r(t) \\ y_m(t) = x_m(t) \end{cases} \quad (I.21)$$

Où  $r(t) \in \mathcal{R}^m$ ,  $x_m(t) \in \mathcal{R}^n$ ,  $y_m(t) \in \mathcal{R}^p$  correspondent respectivement au signal de référence, aux états et aux sorties du modèle de référence. Le but est de synthétiser les matrices  $k_r$  et  $k_x$  telles que la loi de commande par retour d'état u définie par :

$$u(t) = k_r r(t) + k_x x(t) \quad (I.22)$$

Puisse maintenir un niveau de performance acceptable du système défaillant. Ce système défaillant est donné par la représentation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_f x(t) + B_f u(t) \\ y(t) = C_f x(t) \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

Où  $u \in \mathcal{R}^m$  correspond aux entrées de commande,  $y \in \mathcal{R}^p$  aux sorties mesurées, et  $x \in \mathcal{R}^n$  aux états du système et où  $A_f, B_f$  et  $C_f$  sont des matrices d'état dépendant du vecteur de paramètre  $f$  correspond à un vecteur de paramètres dont la variation autour de sa valeur nominale traduit l'effet des défauts considérés. On cherche alors les matrices  $k_r$  et  $k_x$  telles que le système défaillant (I.23) coïncide au modèle de référence (I.21) en boucle fermée.

$$k_r = (C_f B_f)^{-1} B_m \quad (\text{I.24})$$

$$k_x = (C_f B_f)^{-1} (A_m - C_f A_f) \quad (\text{I.25})$$

Ces gains sont obtenus si le système est carré c.à.d. si  $\dim(y) = \dim(u)$  et que l'inverse de la matrice  $(C_f B_f)$  existe [2].

Lorsque les matrices  $A, B$  ne sont pas exactement connues, on peut les remplacer par des estimations  $(\hat{A}, \hat{B})$  et on obtient la méthode dite indirecte (explicite). La méthode indirecte ne garantit pas la stabilité en boucle fermée, et la matrice  $CB$  peut ne pas être inversible [2].

Pour éviter l'estimation des paramètres du système, on emploie la méthode directe (implicite) qui estime directement les matrices gains  $k_r$  et  $k_x$  d'une manière adaptative.

Deux approches directes existent : l'une basée sur les erreurs en entrée et l'autre sur les erreurs en sortie. Les méthodes à base de modèle de référence ont l'avantage de ne pas nécessiter un bloc FDI. Un inconvénient majeur est cependant qu'elles ne sont pas applicables aux défauts de capteurs en plus au fait qu'elles ne prennent pas en compte les incertitudes du modèle [2] [9].

### I.5.3.7. Linéarisation par retour d'état

Les régulateurs linéaires fonctionnent généralement correctement pour des petites variations de l'état ou de variables. Le concept de linéarisation par retour (feedback linearization) peut être utilisé pour compenser les effets liés aux non linéarités [2]. Le principe de cette méthode est énoncé comme suit :

Soit le système non linéaire décrit par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

Où  $f$  et  $g$  sont des champs de vecteurs lisses. Ce type de système est dit affine.

Où  $x(t) \in \mathcal{R}^n, y(t) \in \mathcal{R}^p, u(t) \in \mathcal{R}^m$ .

Le système (1.26) est dit linéarisable par retour d'état s'il existe une région  $\Phi$  de  $\mathcal{R}^n$  un difféomorphisme  $\Psi$  de  $\Phi$  dans  $\mathcal{R}^n$  et un retour d'état non linéaire :

$$u(x) = \alpha(x) + \gamma(x)v \tag{I.27}$$

qui permet de ramener le système (1.26) sous la forme :

$$\dot{z} = Az + Bv \tag{I.28}$$

Avec :  $z = \Psi(x)$  et

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

On appelle  $z$  l'état linéarisant et  $u$  la commande linéarisante.

$$\alpha(x) = -\frac{L_f^n h(x)}{L_g L_f^{n-1} h(x)}, \quad \gamma(x) = \frac{1}{L_g L_f^{n-1} h(x)} \tag{I.29}$$

Où :  $L_f$  désigne la dérivée de Lie de la fonction  $h$  suivant la direction de  $f$ .

$L_f^n$  Désigne la n<sup>ème</sup> dérivée de Lie suivant la direction de  $f$ .

### 1.5.3.8. Commande par multi-modèle

C'est une autre approche FTC active qui attire l'attention des chercheurs pour la résolution du problème de l'accommodation pour les systèmes non linéaires. En effet, cette technique permet de commander un système non linéaire sur une large zone de fonctionnement, décomposée en plusieurs zones linéaires autour de différents points de fonctionnements. Il est alors possible d'appliquer les techniques linéaires pour les systèmes non linéaires. La loi de commande globale, dans ce cas, est déterminée à partir de  $n$  lois de commandes calculées pour toutes les situations possibles du système, décrites par un ensemble de  $n$  modèles. Le premier modèle correspond au fonctionnement nominal du système. Les autres situations prennent en compte l'apparition d'un défaut particulier, entraînant le système en dehors de sa zone de fonctionnement nominal. Les matrices de gain  $K_i$  de la commande sont calculées à l'avance pour chacun des modes de fonctionnement. La commande locale  $u_i$  est déterminée par la relation [13] :

$$u_i = k_i \hat{X}_i \quad (I.30)$$

Où  $\hat{X}_i$  est l'estimation de l'état du système fournie par le  $i^{\text{ème}}$  filtre. Une unité de calcul des probabilités de Bayes permet de calculer les probabilités  $P(H_i/r_i)$  associées à chaque modèle possible par :

$$P(H_i/r_i) = \frac{P(H_i)P(r_i/H_i)}{\sum_{i=1}^n [P(H_i)P(r_i/H_i)]} \quad (I.31)$$

Où  $P(r_i/H_i)$  désigne la probabilité conditionnelle de l'innovation  $r_i$  issue du  $i^{\text{ème}}$  filtre et  $P(H_i)$  où est la probabilité a priori du modèle  $H_i$ . La loi de commande globale appliquée au système est alors déterminée par:

$$U = \sum_{i=1}^n u_i P(H_i/r_i) \quad (I.32)$$

Cette méthode requiert le calcul a priori des gains des régulateurs correspondant à chaque situation du système. Cette technique est basée sur une estimation d'état reconfigurée permettant d'éviter la modification du gain de la commande par retour d'état pour n'importe quelle situation du système. Cette méthode est valable lorsque le modèle n'est pas entaché de bruits [9].

### 1.5.3.9. Approche par Neuro-Flou

Ces méthodes basées sur des réseaux de neurones et la logique floue, ont aussi reçu une grande attention de la part de la communauté s'intéressant à la commande tolérante aux défauts. Ces méthodes ont le principal avantage de très bien s'appliquer sur des systèmes non linéaires habituellement modélisés par des modèles flous de Takagi-Sugeno [2]. D'une manière générale, un modèle de type Takagi-Sugeno (TS) est basé sur une collection des règles  $R_i$  du type :

$$R_i: \text{Si } x \text{ est } A_i \text{ Alors } y_i = f_i(x), \quad i = 1, \dots, r \quad (I.33)$$

Où  $R_i$  dénote la  $i$ -ème règle du modèle est  $r$  est le nombre de règles que contient la base de règles.

$x \in \mathcal{R}^p$  Est la variable d'entrée (antécédent) et  $y \in R$  est la variable de sortie (conséquent).  $A_i$  est le sous-ensemble flou de l'antécédent de l' $i$ -ème règle, définie, dans ce cas, par une fonction d'appartenance (multivariable) de la forme :  $\mu_{A_i}(x): \mathcal{R}^p \rightarrow [0 \ 1]$

Les capacités d'apprentissage de ces méthodes rendent possible l'adaptation du modèle à la suite de l'occurrence d'un défaut sur le système [2].

---

## **Conclusion**

Dans ce premier chapitre, nous avons donné un état de l'art sur le diagnostic, qui consiste à détecter de façon précoce un défaut avant qu'il ne conduise à une défaillance. Les méthodes de diagnostic sont nombreuses et variées car elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés. Ces méthodes sont regroupées en trois grandes catégories : dont la première repose essentiellement sur le traitement de donnée, la seconde fondée sur des modèles qualitatifs (sans modèle) du procédé et enfin la dernière catégorie basée sur des modèles quantitatifs (avec modèle) tel que l'estimation de paramètre, l'espace de parité et les observateurs. Nous avons aussi présenté un état de l'art sur la commande tolérante aux défauts ainsi que les techniques de commande utilisées dans l'approche active. La modélisation de la machine asynchrone puis la simulation de cette dernière avec et sans défauts fera l'objet du deuxième chapitre.

## **Chapitre II :**

# **Modélisation de la MAS Avec et Sans Défauts**

---

## II.1.Introduction :

La machine asynchrone occupe une grande place dans les applications industrielles. La croissance d'utilisation de cette machine électrique est essentiellement due à sa simplicité de construction, son faible coût, et robustesse mécanique[14], [16].

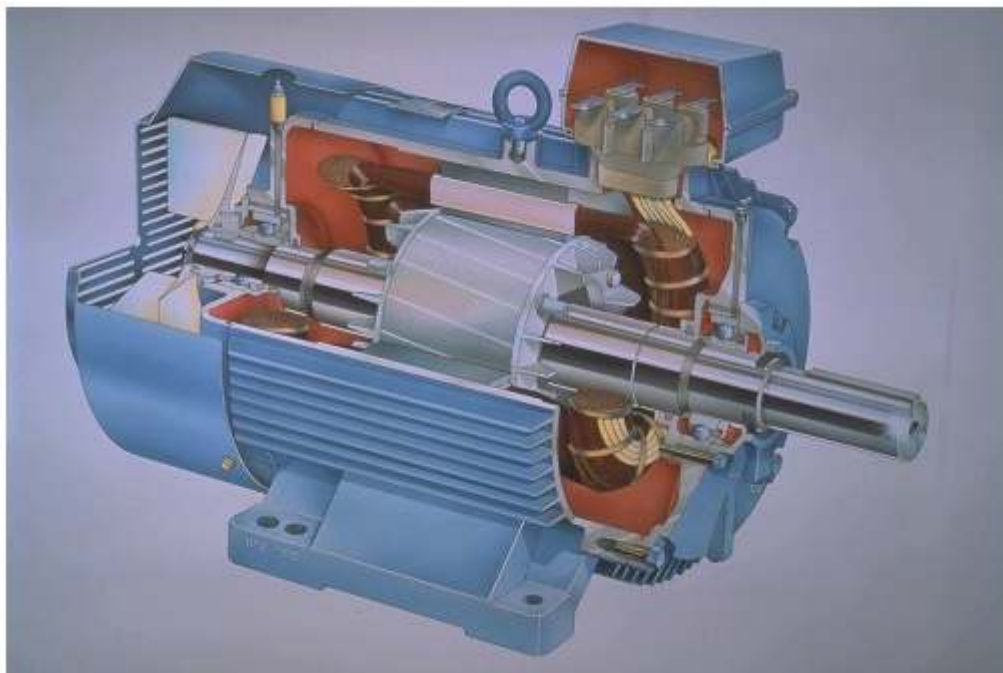
La machine asynchrone est caractérisée par un système d'équations très complexe à étudier. Il est donc nécessaire de développer un modèle plus simple. Le modèle mathématique de la machine asynchrone est un système à six équations différentielles. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation de la transformation de PARK, sous certaines hypothèses simplificatrices, permet de contourner cette difficulté. Elle permet une représentation biphasée (d,q) équivalente de la machine triphasée ce qui réduit considérablement la complexité du modèle en vue de la commande[9], [16].

Ce chapitre, sera présentée la modélisation linéarisé de PARK d'une machine asynchrone, puis on introduira le modèle de la machine en présence de défaut, suivi d'une validation par simulation numérique du modèle de la machine avec et sans défaut ainsi choisie dont les paramètres sont donnés dans l'annexe.

## II.2. Généralités sur les machines asynchrones

### II.2.1. Description et principe de fonctionnement

Une machine asynchrone (Figure (II.1)) est une machine à courant alternatif dont la vitesse de rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales, le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [16][20].



**Figure (II.1) : moteur asynchrone à cage d'écureuil.**

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relie à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer. Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction[20] :

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court circuit.
- La vitesse de rotation  $\Omega_s$  du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence  $f_s$  de tension triphasée d'alimentation :

$$\Omega_s = 60 \frac{f_s}{P} \text{ (tr/min)} \quad (\text{II.1})$$

On désigne par "P" le nombre de paires de pôles de chacune des enroulements des phases statoriques.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$  différente de  $\Omega_s$  (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse  $\Omega_s$  ( $\Omega_s = \frac{\omega_s}{P}$ ), cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$  ( $\Omega_r = \frac{\omega_r}{P}$ ) inférieure à  $\Omega_s$ , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que  $\Omega_r$  est inférieure (hyposynchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à  $\Omega_s$ , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître  $\Omega_r$ , ou un couple résistant tendant à réduire  $\Omega_r$ , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ( $\Omega_s - \Omega_r$ ).

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (\text{II.2})$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcentage est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques.

### II.2.2. Machine électrique idéalisée

Pour notre étude, on introduit des hypothèses simplificatrices qui sont les mêmes pour la machine électrique idéalisée.

La machine électrique idéalisée est une machine ayant les hypothèses suivantes[9][15] :

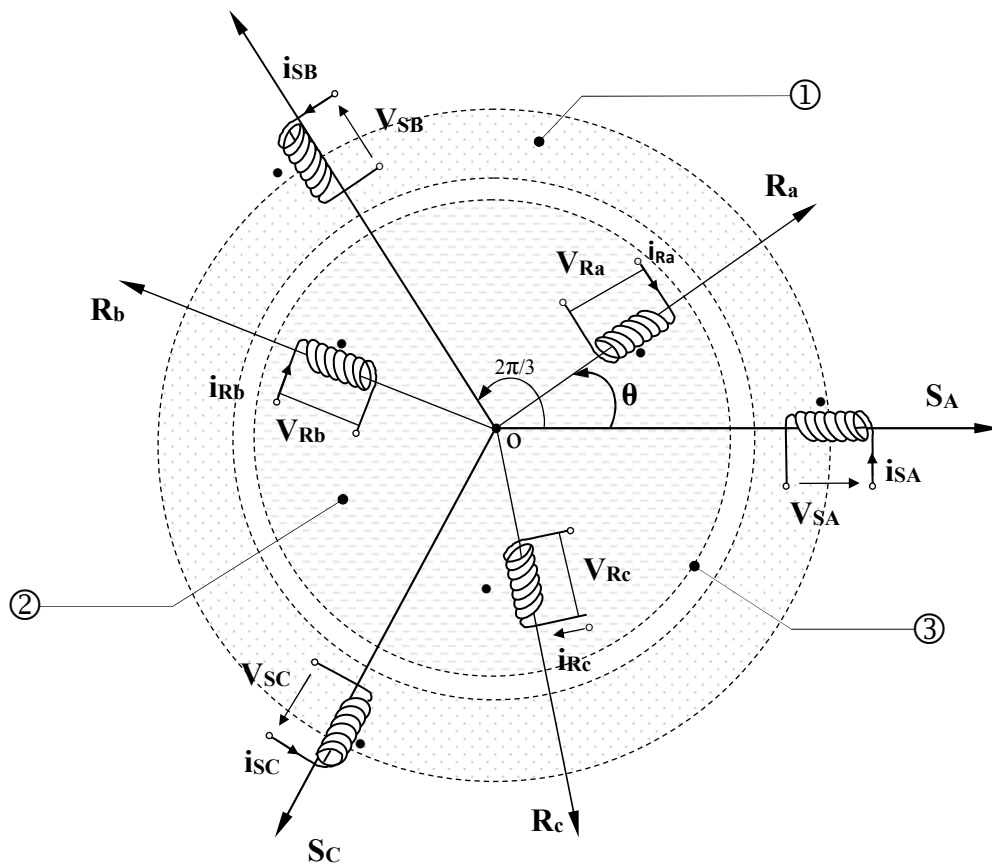
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.

- On admet de plus que les forces magnétomotrices f.m.m créés par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

### II.3. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la figure (II.2), elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle  $(2\pi/3)$ , Ainsi que les axes rotoriques[15].

L'angle «  $\theta$  » représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence ( $R_A$ ) et l'axe fixe de la phase statorique de référence ( $S_A$ ). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la machine asynchrone.



① Partie fixe : Stator.      ② Partie mobile : Rotor.      ③ Entrefer constant.

**Figure (II.2) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique [15].**

### II.3.1. Equations électriques

Par application de la loi de *Faraday* à l'un des six enroulements statoriques et rotoriques de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation :

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{II.3})$$

On déduit pour l'ensemble des phases Statoriques :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + (d/dt) \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Ou :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + d/dt[\phi_{sabc}] \quad (\text{II.5})$$

Et rotoriques :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + (d/dt) \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Ou :

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + d/dt[\phi_{rabc}] = [0] \quad (\text{II.7})$$

Le rotor étant en court-circuit ses tensions sont nulles.

### II.3.2. Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Les coefficients instantanés de mutuelle inductance entre le rotor et le stator s'expriment en fonction de  $M_{sr}$  et de  $\theta$  :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances [19] :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$\text{Avec : } [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.9}) \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Finalement :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)\{[L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]\} \quad (\text{II.13})$$

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)\{[M_{sr}]^t[i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}]\} \quad (\text{II.14})$$

### II.3.3. Equations mécaniques

L'équation fondamentale mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine est :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_{em} - C_r \\ \omega = p \cdot \Omega \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

avec :

- $J$  : moment d'inertie du rotor,
- $\Omega$  : vitesse angulaire mécanique du rotor,
- $f_r$  : coefficient de frottement visqueux,
- $C_{em}$  : couple électromagnétique délivré par le moteur,
- $C_r$  : couple résistant, ou de charge,
- $\omega$  : vitesse angulaire électrique du rotor.

### II.4. Transformation de Park de la machine asynchrone

La transformation de Park consiste à transformer un système triphasé ( $abc$ ) en un système biphasé équivalent ( $dq$ )[15], comme le montre la figure(II.3) :

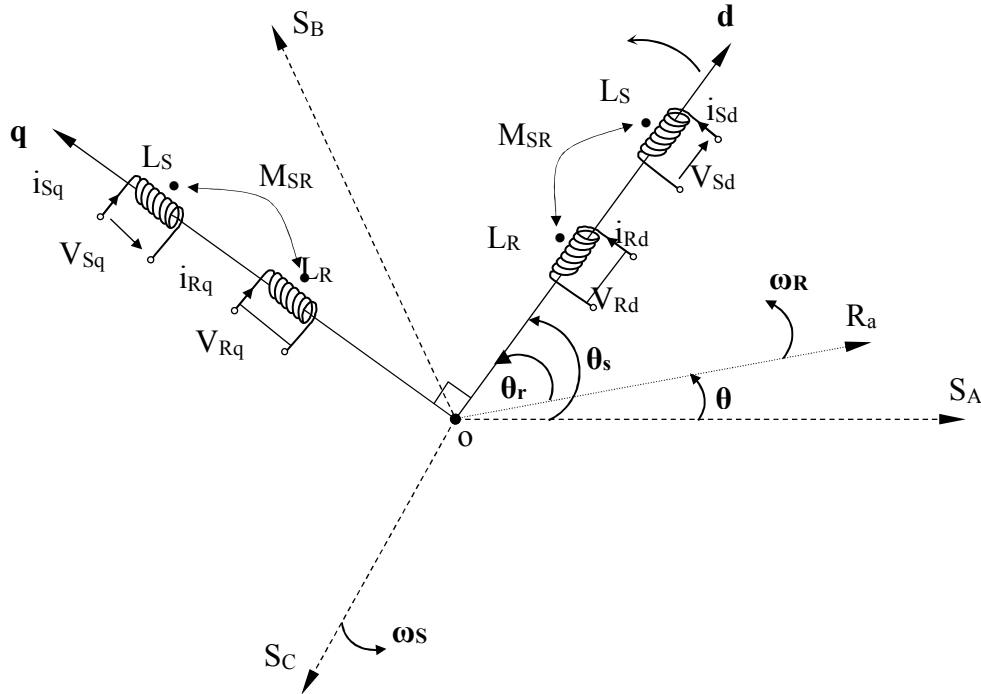


Figure (II.3) : Référentiel tournant d’axes (d– q)[15].

La transformation de Park est définie par[20] :

$$[x_{abc}] = [P]^{-1} [x_{dq0}] \tag{II.16}$$

$$[x_{dq0}] = [P] [x_{abc}] \tag{II.17}$$

Où :

$[P]$  et  $[P]^{-1}$  sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

$$[P] = c. \begin{bmatrix} \cos \psi & \cos(\psi - 2\pi/3) & \cos(\psi + 2\pi/3) \\ -\sin \psi & -\sin(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{II.18}$$

$$[P]^{-1} = c. \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi + 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{II.19}$$

Avec :  $(\psi = \theta_s)$  pour le stator, ou  $(\psi = \theta_r)$  pour le rotor[20].

Où «  $c$  » est une constante qui peut prendre soit les valeurs (2/3) ou 1 pour la non conservation de puissance, soit la valeur  $\sqrt{(2/3)}$  pour une conservation de puissance

Dans notre cas, nous prendrons :  $c = \sqrt{(2/3)}$

On remarque sur la figure (II.2) que «  $\theta_s$  » et «  $\theta_r$  » sont naturellement liés à «  $\theta$  » par la relation rigide :

$$(\theta_s - \theta_r) = \theta \quad (\text{II.20})$$

On déduit par dérivation :

$$(\omega_s - \omega_r) = \frac{d\theta}{dt} = \omega = p\Omega \quad (\text{II.21})$$

Où:

- $\omega_s$  : vitesse des axes «  $d, q$  » dans le repère statorique,
- $\omega_r$  : vitesse des axes «  $d, q$  » dans le repère rotorique.

### II.4.1. Equations électriques

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$$\text{Avec :} \quad \begin{cases} \omega_s = d\theta_s / dt \\ \omega_r = d\theta_r / dt \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

### II.4.2. Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{SR} \\ M_{SR} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{SR} \\ M_{SR} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

### II.4.3. Equation mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (\text{II.27})$$

### II.4.4. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut prendre diverses formes, en fonction des variables que l'on élimine (où  $p$  est le nombre de paires de pôles) [20]:

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.28})$$

## II.5. Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axes  $d, q$  qui dépendent généralement des objectifs de l'application.

### II.5.1. Référentiel fixe par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = -\omega \quad (\text{II.29})$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + (d\phi_{sd} / dt) \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + (d\phi_{sq} / dt) \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + (d\phi_{rd} / dt) - \omega_r \phi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + (d\phi_{rq} / dt) + \omega_r \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation, d'une manière générale ; il est choisi pour étudier le régime transitoire du rotor.

### II.5.2. Référentiel fixe par rapport au rotor

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = 0, \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega \quad (\text{II.31})$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + (d\phi_{sd} / dt) - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + (d\phi_{sq} / dt) + \omega_s \phi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + (d\phi_{rd} / dt) = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + (d\phi_{rq} / dt) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Ce référentiel est choisi de préférence en vue d'étudier des variations des grandeurs statoriques.

### II.5.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r \quad (\text{II.33})$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + (d\phi_{sd} / dt) - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + (d\phi_{sq} / dt) + \omega_s \phi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + (d\phi_{rd} / dt) - (\omega_s - \omega) \phi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + (d\phi_{rq} / dt) + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus.

## II.6. Mise en équation d'état

En choisissant comme variables d'états les courants statoriques selon les axes (d, q) , les flux rotoriques selon les axes (d, q) , et la vitesse de rotation du rotor à savoir :

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq} \quad \omega]^T$$

Et comme vecteur de commande la tension statorique selon les axes (d, q) :  $u = [v_{sd} \quad v_{sq}]^T$

La machine est représentée alors par :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_{rd} + k\omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k\omega \phi_{rd} + \frac{k}{T_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{Mp^2}{L_r J} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} \omega \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Par identification :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_{rd} + k\omega \phi_{rq} \\ -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k\omega \phi_{rd} + \frac{k}{T_r} \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \\ \frac{Mp^2}{L_r J} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} \omega \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Avec :

- $k = \frac{M}{\sigma L_r L_s}$  et  $\gamma = \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r T_r})$
- $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$  : Facteur de dispersion.
- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  : Constante du temps rotorique.

## II.7. Présentation des différentes défaillances du moteur asynchrone à cage d'écureuil

On désigne par défaillance dans les machines électriques tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement. Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques[10].

- les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survolage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, etc.
- les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement, etc.
- les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, etc.

### II.7.1. L'étude statistique des défauts

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200kW) a donné les résultats suivants[8], [6] :

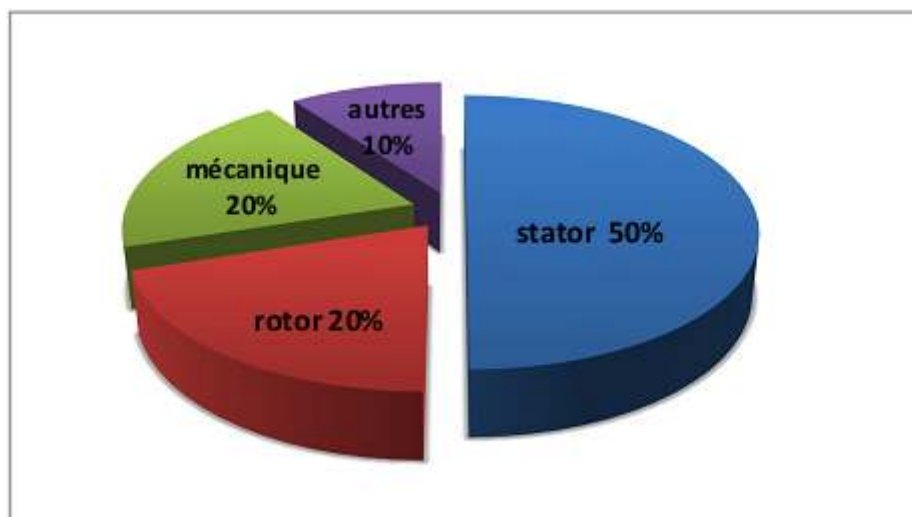


Figure (II.4) : Répartition des pannes de la machine asynchrone.

### **II.7.2. Défaillances au rotor**

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit[8], [10] :

- Rupture de barres ;
- Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit ;
- Excentricité statique et dynamique ;
- Un défaut de contact balai-bague dans le cas d'un rotor bobiné.

#### **II.7.2.1. Rupture de barres**

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine, ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées[10].

#### **II.6.7.2. ruptures d'anneaux**

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. Comme il est difficile de le détecter ce défaut est généralement groupé, voir confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure. La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres[6].

#### **II.6.7.3. Excentricité statique et dynamique**

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor qui se traduit par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor). Ce

phénomène est appelé excentricité dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage (figure II.5), à un défaut roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage) Trois cas d'excentricité sont généralement distingués[8] :

- L'excentricité statique dans laquelle le rotor est déplacé au centre de l'alésage mais tourne toujours autour de son axe. Ce défaut peut avoir comme origine un problème d'assemblage ou une légère forme ovale du stator et/ou du rotor.
- L'excentricité dynamique dans laquelle le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe.
- L'excentricité mixte est la combinaison des excentricités statique et dynamique. Dans la plupart des cas, on observe cette forme d'excentration.



**Figure (II.5) : Excentricité statique et dynamique.**

Ce défaut modifie le comportement magnétique et mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur le noyau statorique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation.

D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquence des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des niveaux de vibrations considérables dans les enroulements.

### II.7.3. Défaillances au stator

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit[17], [6] :

- défaut d'isolant ;
- court-circuit entre spires ;
- court-circuit entre phases ;
- court-circuit phase/bâti ;
- déséquilibre d'alimentation ;

- défaut de circuit magnétique.

### **II.7.3.1. Défauts d'isolant dans un enroulement**

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,...) engendrent des phénomènes thermiques se traduisant par une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. De ce fait, si l'environnement de travail d'un matériau d'isolation dépasse une de ces limites, ce matériau se dégrade de manière prématurée ou accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction. Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné[8]. Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- dégradation de l'isolant à la fabrication.
- tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge. Ceci entraîne une élévation de la température dégradant prématurément le matériau d'isolation.
- vibrations mécaniques.
- vieillissement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation 'normale', l'isolant finit naturellement par se dégrader.
- fonctionnement dans un environnement sévère.

### **II.7.3.2. Court-circuit entre spires**

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2ème court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelles au défaut[6].

### **II.7.3.3. Court-circuit entre phases**

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système. L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre

phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs. Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparaît. Dans le cas des machines asynchrones, les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases[8].

#### **II.7.3.4. Court-circuit phase/bâti**

Le bâti a généralement un potentiel flottant, mais pour des raisons de liaisons mécaniques, il est souvent relié à la masse. Si le potentiel est flottant, un court-circuit entre l'enroulement et le bâti n'a pas d'importance du point de vue matériel, excepté les effets capacitifs, le bâti prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit. Par contre, au niveau de la sécurité des personnes, ce type de défaut peut être très dangereux et il est alors nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection (disjoncteurs différentiels). En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas[10].

Cependant le courant circulant dans cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température pouvant entraîner des défauts d'isolant dans l'enroulement. De plus, cette défaillance va générer une composante homopolaire entraînant l'apparition d'un couple pulsatoire. Une mesure du courant de fuite pourrait permettre de détecter ce type de défaut.

### **II.8. Modèle de la MAS en présence de défauts**

La machiner asynchrone est soumise aux différentes défauts, comme illustré dans ce chapitre. Dans cette étude en va opter pour des défauts rotoriques de type cassure de barres ou d'anneaux conduisant à la variation de la résistance rotorique. Un terme  $h(x)$  s'ajoute dans modèle (II.35) , donc le modèle de la machine avec défaut est donnée par la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_{rd} + k\omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} + h_1(x) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k\omega \phi_{rd} + \frac{k}{T_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} + h_2(x) \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} + h_3(x) \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} + h_4(x) \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{Mp^2}{L_r J} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} \omega \end{array} \right. \quad (\text{II.37})$$

Où  $h_1(x)$ ,  $h_2(x)$ ,  $h_3(x)$  et  $h_4(x)$  représentent les termes induite par la variation de la résistance rotorique, ces termes sont donnés par [26] :

$$h_1(x) = \Delta R_r \left( -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_r}\right) i_{sd} + \frac{M}{\phi_{rd} L_r} i_{sq}^2 + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{rd} \right)$$

$$h_2(x) = \Delta R_r \left( -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_r}\right) i_{sq} + \frac{M}{\phi_{rd} L_r} i_{sd} i_{sq} \right)$$

$$h_3(x) = \Delta R_r \left( \frac{M}{L_r} i_{sd} + \frac{\phi_{rd}}{L_r} \right)$$

$$h_4(x) = \Delta R_r \left( \frac{1}{L_r} \phi_{rq} \right)$$

## II.9. Résultats de simulation de la machine asynchrone en boucle ouverte

Après avoir établi un modèle de la machine asynchrone (II.35), un bloc de simulation a été développé en utilisant MATLAB 7.14 pour simuler son comportement en boucle ouverte en absence de défauts (Les paramètres de cette machine sont présentés dans l'annexe ). Les résultats de simulations obtenues à vide et en charge sont représentées sur les deux figures (II.6) et (II.7).

II.9.1. Résultats de simulation sans défaut

➤ à vide ( $C_r=0$ )

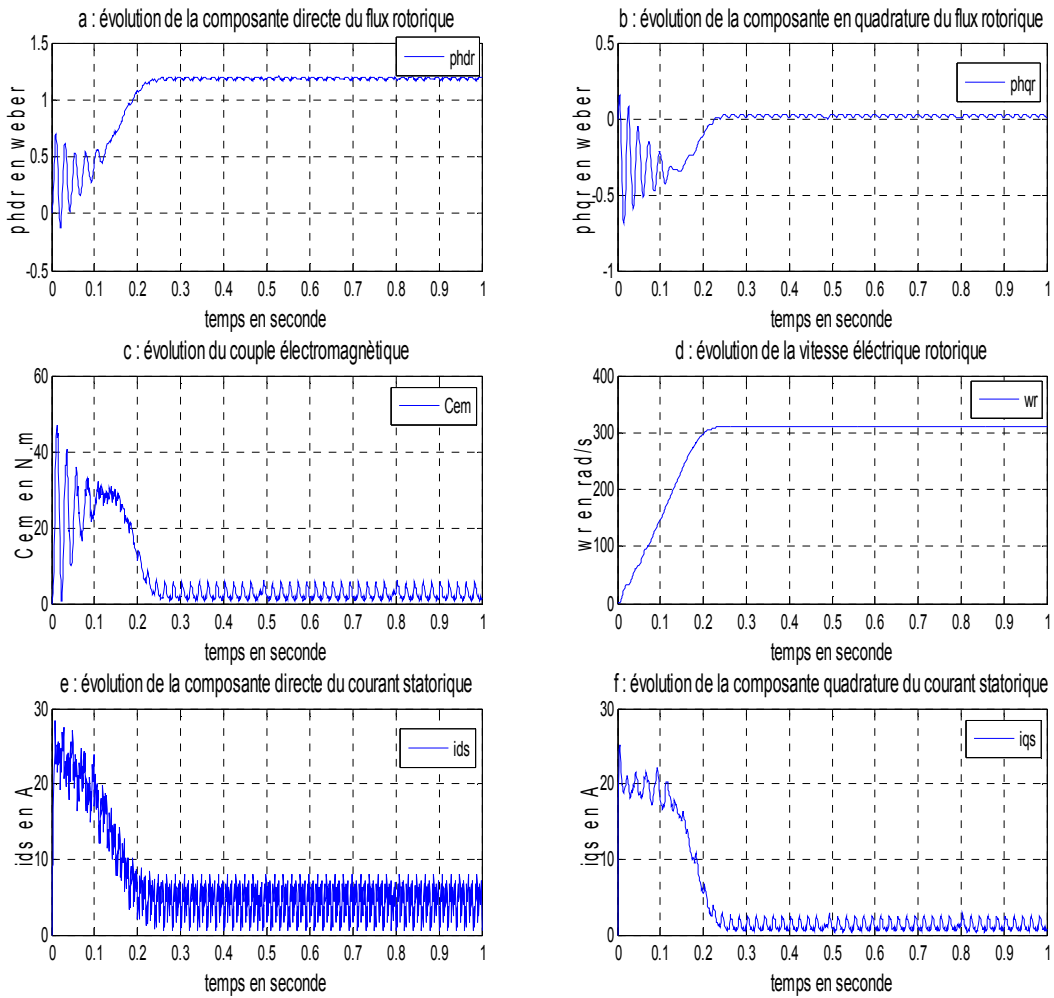
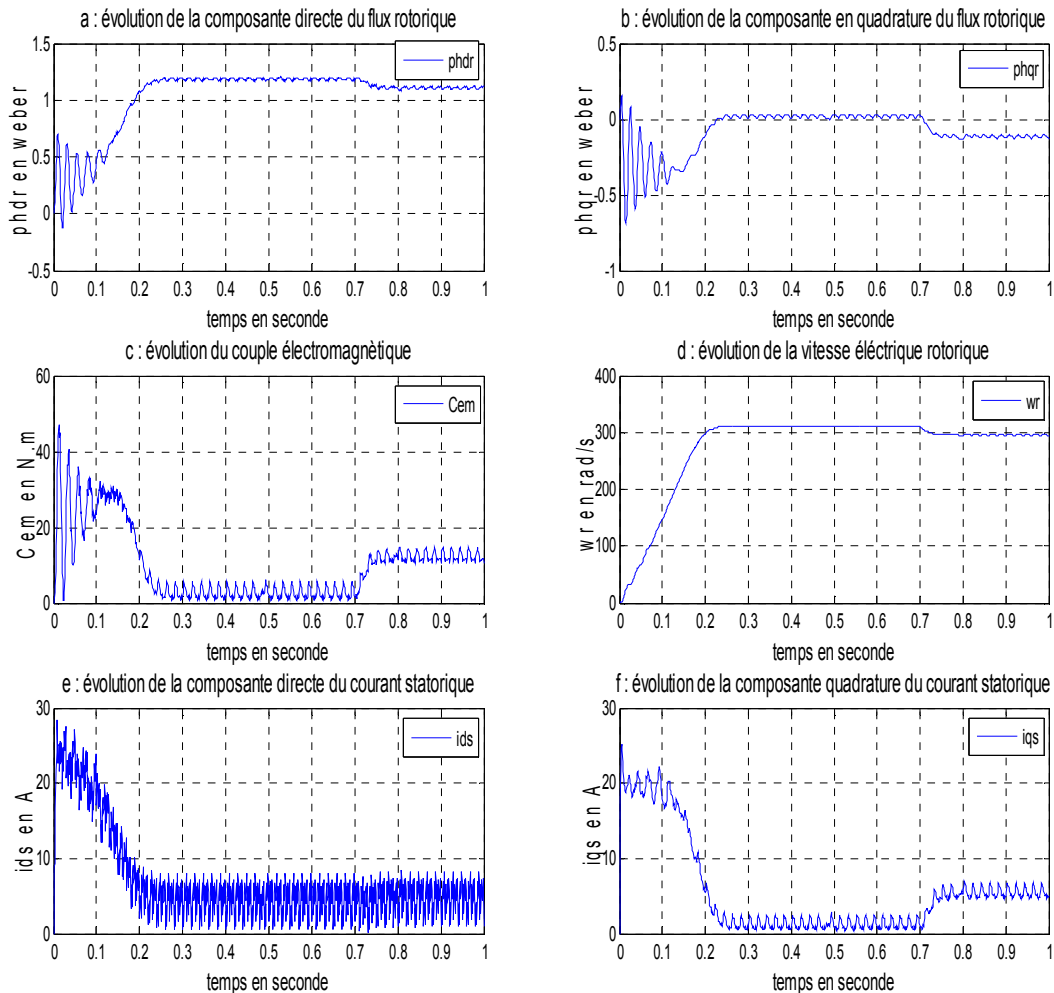


Figure (II.6) : Évolution des états de la machine asynchrone à vide.

- **en charge** : À  $t = 0.7s$  en appliqué un couple résistant égale à  $5 \text{ N.m}$  sur la machine asynchrone.



**Figure (II.7) : Évolution des états de simulation de la machine asynchrone en charge.**

### Interprétation des résultats :

Sur Les deux figures (II.6) et (II.7), sont présentées respectivement le démarrage à vide et en charge de la MAS. Le flux rotorique, présente un régime transitoire qui dure 0.23s, les valeurs en régime permanent de ses deux composants d'axe direct et d'axe en quadrature sont respectivement de l'ordre de  $\phi_{rd} = 1.185 \text{ wb}$  et  $\phi_{rq} = 0.02 \text{ wb}$ . Lors de l'application du couple résistant de  $5\text{Nm}$  à l'instant  $t = 0.7s$  les oscillations sont légèrement réduites.

Ou démarrage la machine demande un fort appel de courant on observe un pic de  $28.3\text{A}$ . le Courant statorique, dans ses deux composants d'axe direct et d'axe en quadrature possède un régime

transitoire qui dure 0.23s. En régime permanent le courant statorique atteint une amplitude de 5.2A. Dès qu'on applique le couple de charge les courant statorique sont augmentées jusqu'à 5.8A.

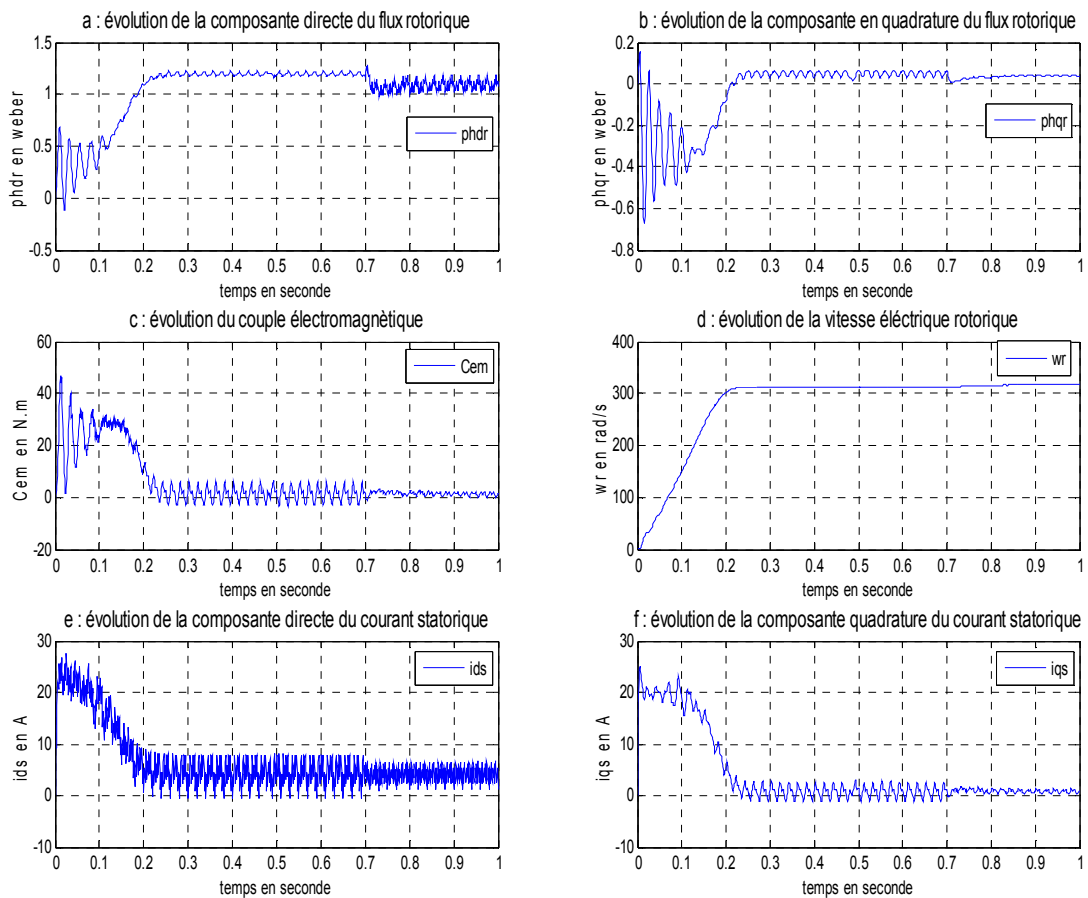
Le couple électromagnétique présente aussi un régime transitoire de durée 0.23s et atteint une valeur maximale de 47.2Nm, il se stabilise au régime permanent à une valeur de 2.5Nm. A l'application du couple résistant le couple électromagnétique augmente jusqu'à atteindre la valeur maximale (13Nm).

La vitesse électrique atteint en régime permanent une valeur de 310.8rd/s, après un régime transitoire de 0.23s. À l'application du couple résistant de 5Nm à l'instant  $t = 0.7s$  la vitesse de rotation décroît du fait qu'elle est inversement proportionnelle à la charge, et la vitesse se stabilise à la valeur 295 rad/s.

**II.9.2. Résultats de simulation avec défaut**

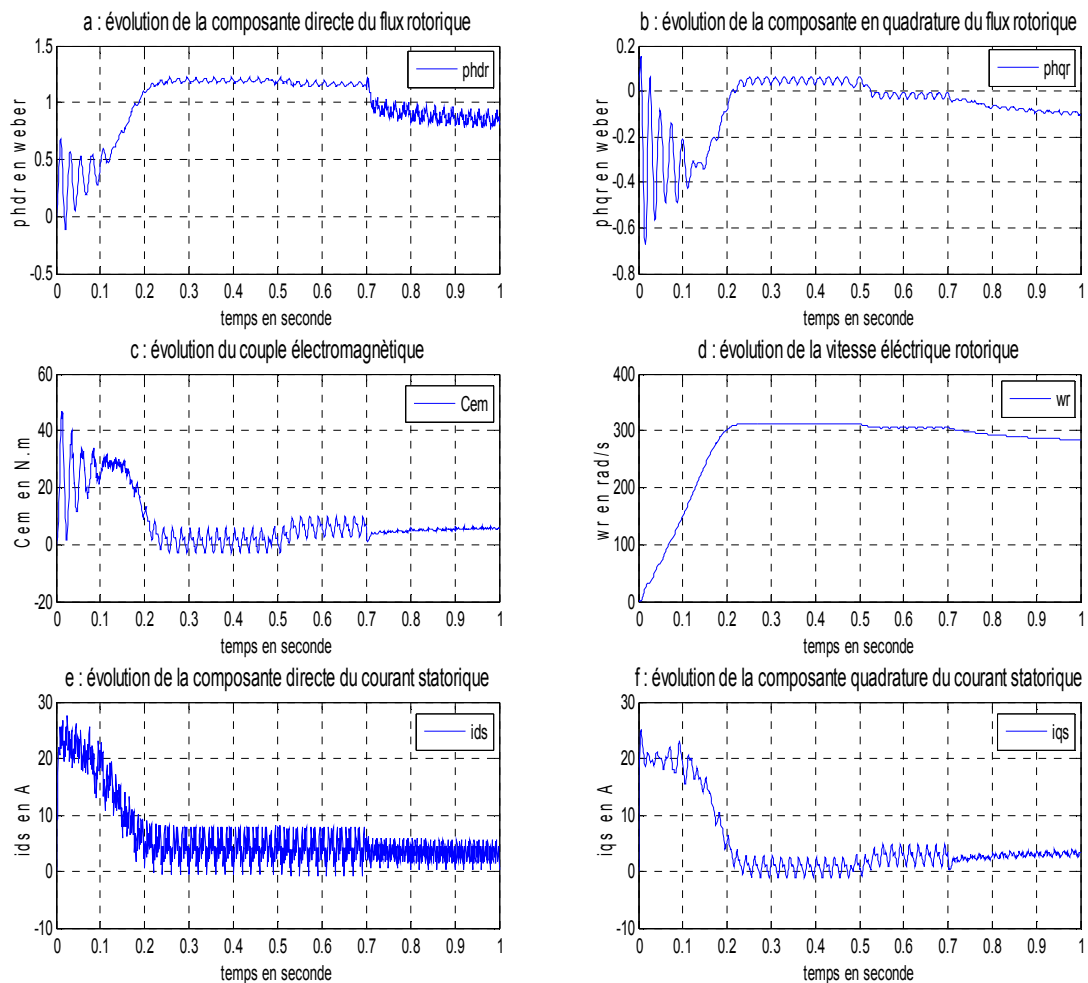
À l’application d’un défaut rotorique avec  $R_r = 1100\% R_{rn}$  ( cassure de barre ) sur la machine à l’instant  $t = 0.7s$ , Les résultats de simulations obtenues à vide et en charge sont représentées sur les deux figures (II.8) et (II.9).

➤ **à vide (Cr=0)**



**Figure (II.8) : Évolution des états de la machine asynchrone à vide en présence de défauts.**

- **en charge** : À  $t = 0.5s$  en applique un couple résistant égale à 5 N.m sur la machine asynchrone .



**Figure (II.9) : Évolution des états de la machine asynchrone en charge en présence de défauts.**

### Interprétation des résultats :

La figure (II.8) représente l'évolution des états de la MAS à vide en présence de défauts (cassure de barre), on remarque qu'à l'instant d'application du défaut la vitesse devient instable (ne suit pas la référence). On a aussi une diminution de l'amplitude des courants, du flux et du couple électromagnétique de la machine asynchrone.

La figure (II.9) représente l'évolution des états de la MAS en charge en présence de défauts, on observe une réduction de la valeur vitesse, ainsi que l'amplitude des courants, des flux et du couple électromagnétique de la machine asynchrone.

On remarque aussi que l'effet du défaut devient plus important quand la machine est en charge.

## II.10. Conclusion

Après un bref rappel sur la constitution de la machine asynchrone, nous avons, dans ce chapitre présenté le modèle de la machine asynchrone sous forme de représentation d'état dans le repère (d-q) en utilisant la transformation de Park. On aussi citer les principaux défauts apparaissant lors de fonctionnement de la machine. Les causes des défauts sont multiples. Elles peuvent être de différentes natures ( mécaniques, électriques, thermiques, etc ). Nous avons également présenté le modèle de la machine avec et sans défauts, le modèle traite des défauts rotorique de types cassure de barres conduisant à la variation de la résistance rotorique. Pour diagnostiquer les défauts de cette machine on opter pour un observateurs non linéaire à modes glissants, qui fera l'objet du troisième chapitre.

## **Chapitre III :**

**Commande par mode glissant et synthèse  
d'un observateur non linéaire pour le  
diagnostic des défauts de la machine  
asynchrone**

---

### III.1. Introduction :

Dans la conception des systèmes automatiques, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques et à minimiser le temps de réponse. Les algorithmes de commande classiques, par exemple à action proportionnelle intégrale peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes. néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandé est soumise à des fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations[14], [15].

Nous avons ici adopté la technique de réglage par modes glissant, qu'elle est un mode de fonctionnement particulier du système à structure variable, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages d'une surface de commutation appelée surface de glissement[16].

Dans le but d'améliorer les performances de notre commande en terme de robustesse, on va introduire dans ce chapitre, cette technique très apprivoisée par les chercheurs. En premier lieu la conception de la commande par mode de glissant est son application à la régulation de la vitesse de la machine asynchrone.

La mise en œuvre de lois des commandes basées sur le modèle non linéaire du système, nécessite la connaissance du vecteur d'état complet du système à chaque instant. Mais, dans la plupart des cas, les seules grandeurs accessibles du système sont les variables d'entrées et de sorties, il est nécessaire qu'à partir de ces informations de reconstruire l'état du modèle choisi pour élaborer la commande. De ce fait, l'idée repose sur l'utilisation d'un observateur[7], [22].

Un observateur est un système dynamique que l'on peut appeler capteur informatique, puisqu'il est souvent implanté sur calculateur afin de reconstituer ou d'estimer en temps réel l'état courant d'un système, à partir des mesures disponibles, des entrées du système et une connaissance à priori du modèle. Il nous permet alors de suivre l'évolution de l'état en tant qu'information sur le système[22]. Dans ce chapitre, nous présentons un observateur non linéaire à base mode glissant connu pour leur robustesse qui permet de diagnostiqué des défauts de la MAS.

## III.2. Concept général de la commande par mode glissement

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie donc des systèmes à structure variable et des modes glissants associés (en anglais : sliding mode), est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement[16].

La technique des modes glissants consiste à emmener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu' au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

La discussion qui a lieu au premier congrès de l'IFAC en 1960 entre NEIMRAK et FILLIPOV a été concluante[14], dans la mesure où un nouveau problème sur la théorie des modes glissants a été posé. Ce n'est que durant cette discussion que l'ambiguïté de la détermination du comportement dynamique du système commandé sur la surface de commutation a été levé.

### III.2.1. Théorie de la commande par mode glissement

#### III.2.1.1. Système à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement[16]. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes[15] :

- Le mode de convergence –MC- : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation  $s(x,y) = 0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

- Le mode de glissement –MG- : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissements  $(x, y) = 0$ .
- Le mode du régime permanent –MRP- : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

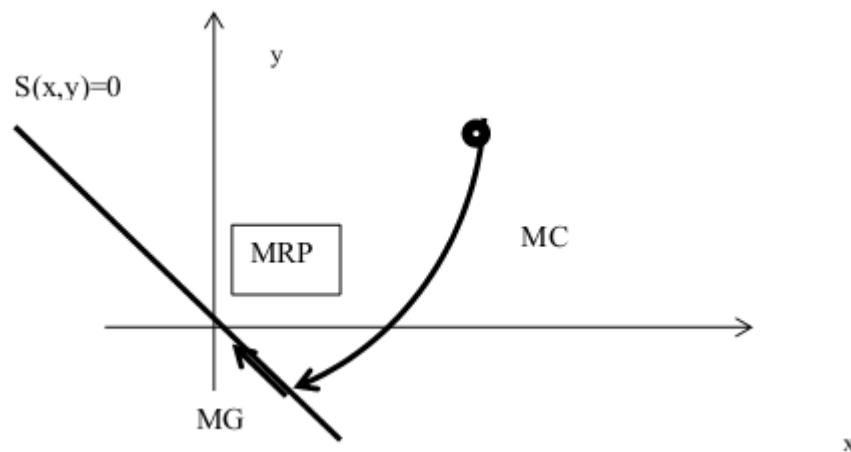


Figure (III.1) : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

### III.2.2. Conception de la commande par mode glissant

Les avantages de la commande par mode glissant sont importants et multiples; la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse,...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties: une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle.

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales, dépendantes l'une de l'autre[14] :

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

### III.2.2.1. Choix de la surface de glissement

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u \quad (\text{III.1})$$

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée[15] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$e(x)$  : L'écart de la variable à régler.  $e(x) = x_{ref} - x$ .

$\lambda$  : est une constante positive.

$r$  : est un degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

Pour :

$$r = 1, \quad S(x) = e(x).$$

$$r = 2, \quad S(x) = \lambda e(x) + \dot{e}(x).$$

$S(x) = 0$  est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$  pour un choix correct du gain  $\lambda$  et c'est l'objectif de la commande.

### III.2.2.2. Conditions de convergence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence[16].

#### III.2.2.2.1. La fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro[16]. Elle est donnée par:

$$\dot{S}(x) > 0 \text{ Si } S(x) < 0 \quad (\text{III.3})$$

$$\dot{S}(x) < 0 \text{ Si } S(x) > 0 \quad (\text{III.4})$$

Cette condition peut être formulée comme suit :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III.5})$$

### III.2.2.2.2. La fonction de LYAPUNOV

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive ( $V(x) > 0$ ) en fonction des variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction ( $\dot{V}(x) < 0$ ). L'idée est de choisir une fonction scalaire  $S(x)$  pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande  $U$  tel que le carré de la surface correspond a une fonction de LYAPUNOV[16].

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit:

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{III.6})$$

La dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{III.7})$$

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III.8})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2(x)$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés Figure(II.2). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

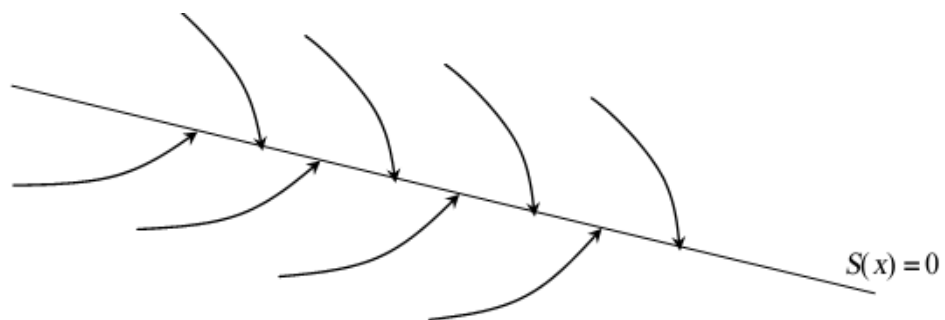


Figure (III.2) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

### III.2.2.3. Calcul de la commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte ( $U_{eq}$ ) et l'autre stabilisante ( $U_n$ ) [15].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.9})$$

- $U_{eq}$  correspond donc à la commande proposée par FILIPOV, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x) = 0$ . La commande équivalente est déduite en considérant que la surface est nulle  $\dot{S}(x) = 0$ . Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs  $U_{max}$  et  $U_{min}$ .
- $U_n$  est déterminée pour vérifier la condition de convergence.

Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.1). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande  $U$ .

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} * \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{III.10})$$

En remplaçant (III.1) et (III.9) dans (III.10) nous trouvons:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)U_{eq}\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)U_n\} \quad (\text{III.11})$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$U_{eq}(t) = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}, \quad U_n = 0 \quad (III.12)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $U_n$  par sa valeur (III.12) dans l'équation (III.11), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface :

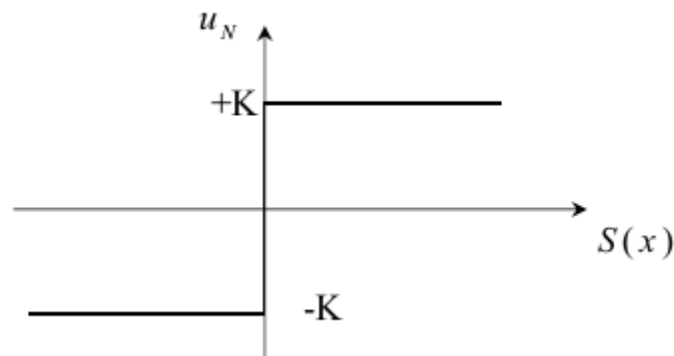
$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)U_n\} \quad (III.13)$$

Le problème revient à trouver  $U_n$  tel que :

$$\dot{S}(x)S(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)U_n\} < 0 \quad (III.14)$$

La solution la plus simple est de choisir  $U_n$  sous la forme de relais Figure (II.3). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit[15] :

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (III.15)$$



**Figure (III.3) : Représentation de la fonction « Sign ».**

En remplaçant l'expression (III.15) dans (III.14), on obtient :

$$\dot{S}(x)S(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)K|S(x)| < 0 \quad (III.16)$$

Où le facteur  $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$  doit être toujours négatif pour satisfaire les conditions d'attractivité de la surface de glissement.

Le gain  $K$  est choisi positif pour satisfaire la condition (III.14). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande.

### III.2.2.4. Elimination du phénomène de chattering

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence.

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « sign » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences[15]. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (Figure (III.4)) :

- Fonction **SAT** :

$$\begin{cases} sat(S) = 1 & si S > \mu \\ sat(S) = -1 & si S < -\mu \\ sat(S) = \frac{S}{\mu} & si |S| < \mu \end{cases}$$

(III.17)

$\mu$  : Un paramètre petit et positif.

- Fonction **SMOOTH** :

On peut aussi remplacer la fonction « sign » par une fonction de classe  $C^1$ . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction, figure (III.5) soit :

$$smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (III.18)$$

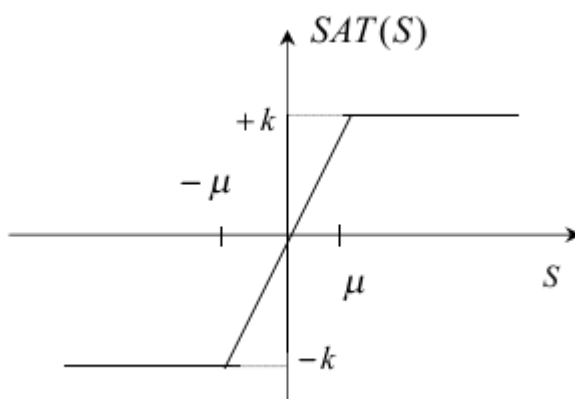


Figure (III.4) : Fonction «SAT».

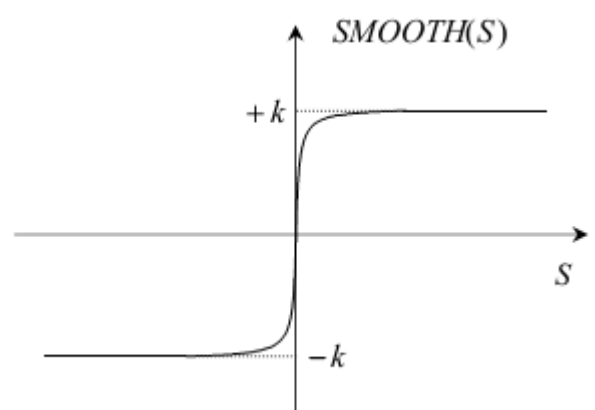


Figure (III.5) : Fonction «SMOOTH».

### III.3. Application de la commande par mode de glissement à la MAS

Dans cette étude nous contenterons d'appliquer la technique de commande par mode glissant à la machine asynchrone et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique. Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux. La structure cascade impose un choix de trois surfaces sur les deux axes. La boucle interne permet de contrôler les courants «  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  » et la boucle externe la vitesse «  $\Omega_r$  ».

#### III.3.1. Modèle du moteur asynchrone

Le système d'état de la machine asynchrone dans le système d'axe (d, q) avec orientation du flux rotorique ( $\phi_{rd} = \phi_r ; \phi_{rq} = 0$ ) est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k\omega \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{Mp^2}{L_r J} \phi_r i_{sq} - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} \omega \end{cases}$$

(III.19)

#### III.3.2. Choix des surfaces de glissement

##### III.3.2.1. Surface de régulation de la vitesse

La surface de régulation de la vitesse est donnée comme suit :

$$S_1(\omega) = \omega_{ref} - \omega \quad (III.20)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}_1(\omega) = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} \quad (III.21)$$

En remplaçant l'équation de  $\dot{\omega}$  donnée au (III.19) dans l'expression (III.21) la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}_1(\omega) = \dot{\omega}_{ref} - \left[ \frac{Mp^2}{L_r J} \phi_r i_{sq} - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} \omega \right] \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$i_{sq} = i_{sq\acute{e}q} + i_{sqn} \quad (\text{III.23})$$

En remplaçant l'équation du courant donnée (III.23) dans l'expression (III.22) devient :

$$\dot{S}_1(\omega) = \dot{\omega}_{ref} - \left[ \frac{Mp^2}{L_r J} \phi_r i_{sq\acute{e}q} + \frac{Mp^2}{L_r J} \phi_r i_{sqn} - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} \omega \right] \quad (\text{III.24})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons  $S_1(\omega) = 0$  ;  $\dot{S}_1(\omega) = 0$  et  $i_{sqn} = 0$ , d'où nous tirons la formule de la commande équivalant  $i_{sq\acute{e}q}$  :

$$i_{sq\acute{e}q} = \frac{L_r J}{Mp^2 \phi_r} \left[ \dot{\omega}_{ref} + \frac{pC_r}{J} + \frac{f_r}{J} \omega \right] \quad (\text{III.25})$$

Durant le mode de convergence, nous avons :  $S(x)\dot{S}(x) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant la formule de  $i_{sq\acute{e}q}$  dans (III.24) on obtient :

$$\dot{S}_1(\omega) = \frac{Mp^2}{L_r J} \phi_r i_{sqn} \quad (\text{III.26})$$

Avec :

$$i_{sqn} = k_1 \text{sgin}(S_1(\omega)) \quad (\text{III.27})$$

### III.3.2.2. Surface de régulation du flux rotorique

La surface du flux est donnée par :

$$S_2(\phi_r) = \phi_{rref} - \phi_r \quad (\text{III.28})$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}_2(\phi_r) = \dot{\phi}_{rref} - \dot{\phi}_r \quad (\text{III.29})$$

En substituant l'expression de  $\dot{\phi}_r$  décrite dans l'équation (III.19) dans l'équation (III.29), donc la dérive de la surface devient :

$$\dot{S}_2(\phi_r) = \dot{\phi}_{rref} - \left[ \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \right] \quad (\text{III.30})$$

Avec :

$$i_{sd} = i_{sd\acute{e}q} + i_{sdn} \quad (\text{III.31})$$

En remplaçant le courant  $i_{sd}$  par son expression dans (III.30), nous trouvons :

$$\dot{S}_2(\phi_r) = \dot{\phi}_{rref} - \left[ \frac{M}{T_r} i_{sd\acute{e}q} + \frac{M}{T_r} i_{sdn} - \frac{1}{T_r} \phi_r \right] \quad (\text{III.32})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons  $S_2(\phi_r) = 0$  ;  $\dot{S}_2(\phi_r) = 0$  et  $i_{sdn} = 0$ , d'où nous tirons la formule de la commande équivalant  $i_{sd\acute{e}q}$  :

$$i_{sd\acute{e}q} = \frac{T_r}{M} \left[ \dot{\phi}_{rref} + \frac{1}{T_r} \phi_r \right] \quad (\text{III.33})$$

Durant le mode de convergence, nous avons :  $S(x)\dot{S}(x) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant la formule de  $i_{sd\acute{e}q}$  dans (III.32) on obtient :

$$\dot{S}_2(\phi_r) = \frac{M}{T_r} i_{sdn} \quad (\text{III.34})$$

Avec :

$$i_{sdn} = k_2 \text{sgin}(S_2(\phi_r)) \quad (\text{III.35})$$

### III.3.2.3 Surface de régulation du courant $I_{sq}$

La surface du courant  $i_{sq}$  est donnée par :

$$S_3(I_{sq}) = I_{sqref} - I_{sq} \quad (\text{III.36})$$

Le réglage du courant  $i_{sq}$  permet de calculer la commande  $V_{sq}$ .

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}_3(I_{sq}) = \dot{I}_{sqref} - \dot{I}_{sq} \quad (\text{III.37})$$

En substituant l'expression de  $\dot{I}_{sq}$  décrite dans l'équation (III.19) dans l'équation (III.37), donc la dérive de la surface dévient :

$$\dot{S}_3(I_{sq}) = \dot{I}_{sqref} - \frac{1}{\sigma L_s} (-\omega_s I_{sd} - \gamma I_{sq} - k\omega \phi_r + V_{sq}) \quad (\text{III.38})$$

Avec :

$$V_{sq} = V_{sq\acute{e}q} + V_{sqn} \quad (\text{III.39})$$

En remplaçant (III.39) dans (III.38), on aura :

$$\dot{S}_3(I_{sq}) = \dot{I}_{sqref} - \frac{1}{\sigma L_s} (-\omega_s I_{sd} - \gamma I_{sq} - k\omega\phi_r + V_{sq\acute{e}q} + V_{sqn}) \quad (\text{III.40})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons  $S_3(I_{sq}) = 0$  ;  $\dot{S}_3(I_{sq}) = 0$  et  $V_{sqn} = 0$ , d'où nous tirons la formule de la commande équivalent  $V_{sq\acute{e}q}$  :

$$V_{sq\acute{e}q} = \sigma L_s (\dot{I}_{sqref} + \omega_s I_{sd} + \gamma I_{sq} + k\omega\phi_r) \quad (\text{III.41})$$

Durant le mode de convergence, nous avons :  $S(x)\dot{S}(x) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant la formule de  $V_{sq\acute{e}q}$  dans (III.40) on obtient :

$$\dot{S}_3(I_{sq}) = -\frac{1}{\sigma L_s} V_{sqn}$$

Avec :

$$V_{sqn} = k_3 sgin(S_3(I_{sq})) \quad (\text{III.42})$$

### III.3.2.4 Surface de régulation du courant $I_{sd}$

La surface du courant  $I_{sd}$  est donnée par :

$$S_4(I_{sd}) = I_{sdref} - I_{sd} \quad (\text{III.43})$$

Le réglage du courant  $I_{sd}$  permet de calculer la commande  $V_{sd}$ .

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}_4(I_{sd}) = \dot{I}_{sdref} - \dot{I}_{sd} \quad (\text{III.44})$$

En substituant l'expression de  $\dot{I}_{sd}$  décrite dans l'équation (III.19) dans l'équation (III.44), donc la dérive de la surface dévient :

$$\dot{S}_4(I_{sd}) = \dot{I}_{sdref} - \frac{1}{\sigma L_s} (-\gamma I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_r + V_{sd}) \quad (\text{III.45})$$

Avec :

$$V_{sd} = V_{sd\acute{e}q} + V_{sdn} \quad (\text{III.46})$$

En remplaçant (III.46) dans (III.45), on aura :

$$\dot{S}_4(I_{sd}) = \dot{I}_{sdref} - \frac{1}{\sigma L_s} (-\gamma I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_r + V_{sd\acute{e}q} + V_{sdn}) \quad (\text{III.47})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons  $S_4(I_{sd}) = 0$  ;  $\dot{S}_4(d) = 0$  et  $V_{sdn} = 0$ , d'où nous tirons la formule de la commande équivalent  $V_{sd\acute{e}q}$  :

$$V_{sd\acute{e}q} = \sigma L_s (\dot{I}_{sdref} + \gamma I_{sd} - \omega_s I_{sq} - \frac{k}{T_r} \phi_r) \quad (\text{III.48})$$

Durant le mode de convergence, nous avons :  $S(x)\dot{S}(x) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant la formule de  $V_{sd\acute{e}q}$  dans (III.47) on obtient :

$$\dot{S}_4(I_{sd}) = -\frac{1}{\sigma L_s} V_{sdn} \quad (\text{III.49})$$

Avec :

$$V_{sdn} = k_4 \text{sgn}(S_4(I_{sd})) \quad (\text{III.50})$$

Le choix des gains  $k_1, k_2, k_3$  et  $k_4$ , se fait de façon à imposer la valeur désire à la sortie du chaque régulateur.

### III.4. Résultats de simulation de la machine asynchrone avec la commande par mode glissant

Pour mettre en évidence l'importance de la technique de commande par mode glissant, on va simulée la machine en boucle fermé en absence de défauts avec cette commande. Les résultats de simulations obtenues à vide et en charge sont représentées sur les deux figures (III.6) et (III.7).

### III.4.1. Résultats de simulation sans défaut

➤ à vide ( $C_r=0$ )

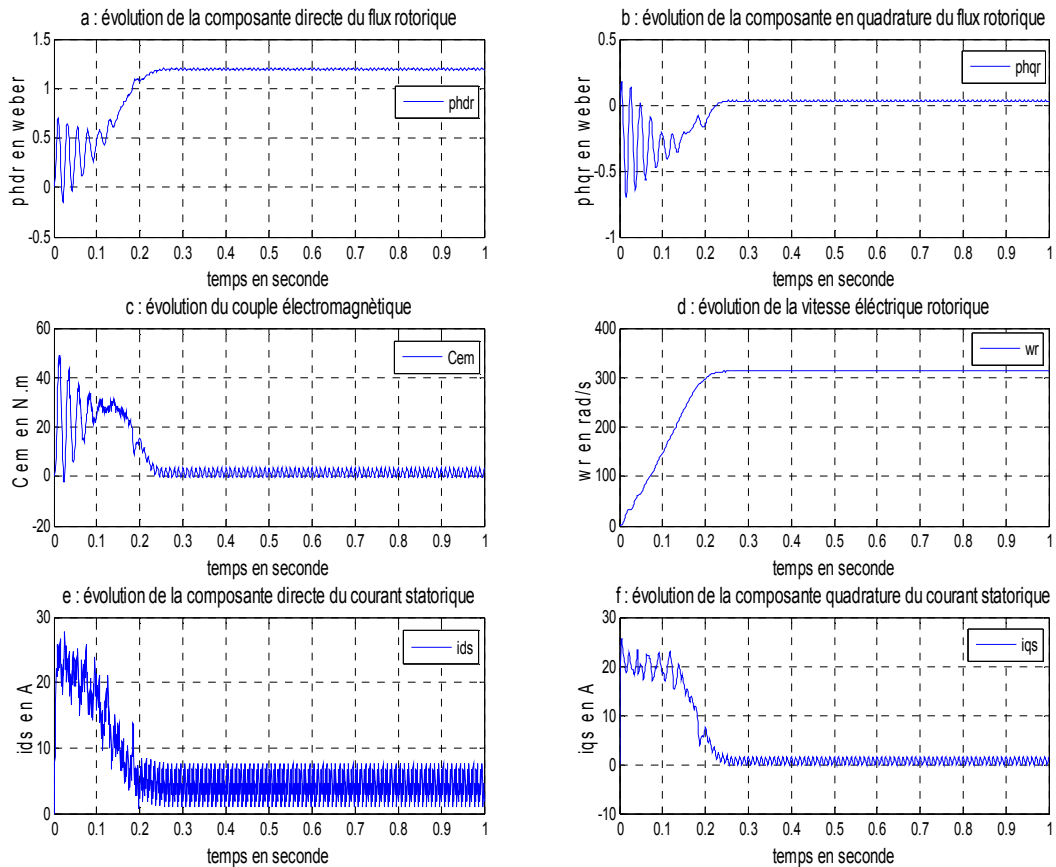
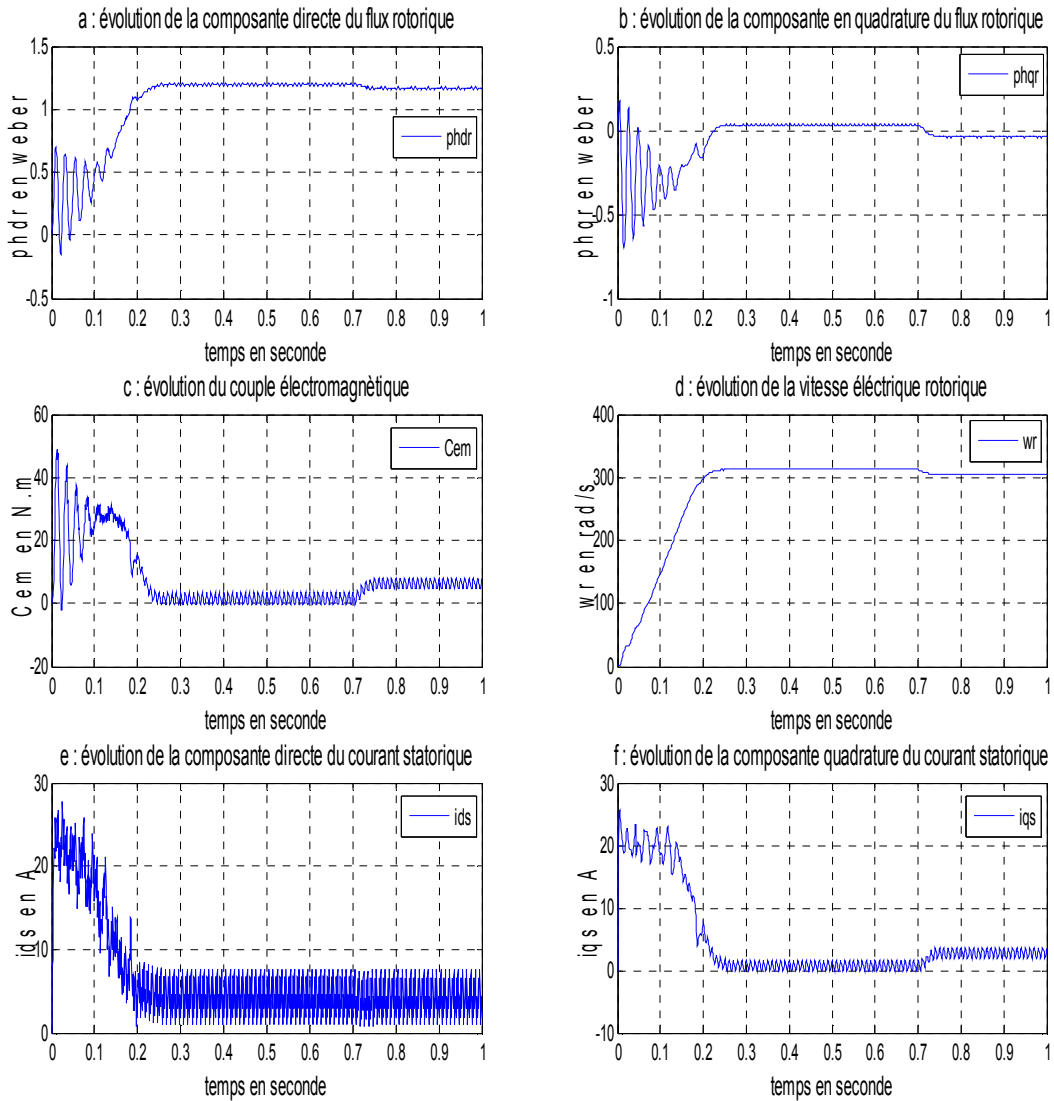
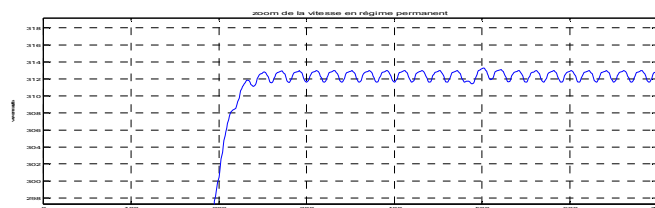


Figure (III.6) : Évolution des états de la machine asynchrone à vide avec la commande par mode glissant.

- **en charge** : À  $t = 0.7s$  en appliqué un couple résistant égale à 5 N.m sur la machine asynchrone.



**Figure (III.7) : Évolution des états de la machine asynchrone en charge avec la commande par mode glissant.**



**Figure (III.8) : Zoom de la vitesse en régime permanent.**

**Interprétation des résultats :**

Les deux figures (III.6) et (III.7), représentent respectivement le démarrage à vide et en charge de la MAS avec la commande mode glissant. Le flux rotorique, présente un régime transitoire qui dure 0.23s, les valeurs en régime permanent de ses deux composantes d'axe direct et d'axe en quadrature sont respectivement tel que  $\phi_{rd} = 1.2$  wb et  $\phi_{rq} = 0.03$  wb. À l'instant  $t = 0.7s$  on applique un couple résistant de 5Nm, les valeurs en régime permanent de ses deux composants sont :  $\phi_{rd} = 1.16$  wb et  $\phi_{rq} = -0.03$  wb.

Le Courant statorique, dans ses deux composantes d'axe direct et d'axe en quadrature possède un régime transitoire qui dure 0.23s. En régime permanent le courant statorique atteint une amplitude de 6.5A. À l'application du couple résistant le courant statorique augmente jusqu'à atteindre la valeur maximale 7.65A

Le couple électromagnétique présente aussi un régime transitoire de durée 0.23s. Il se stabilise au régime permanent à une valeur de 2.66Nm. Dès qu'on applique le couple de charge le couple électromagnétique augmente jusqu'à ce qu'il se stabilise à la valeur (8.04Nm).

La vitesse électrique atteint en régime permanent une valeur de 312,5rad/s, après régime transitoire de 0.23s. À l'application du couple résistant de 5Nm la vitesse se stabilise à la valeur 305.5rad/s. D'après les résultats obtenus, la commande par mode glissant est très robuste par ce qu'elle assure la convergence vers les références. Mais l'inconvénient de cette dernière est le phénomène de chatterring comme illustré à la figure (III.8).

### III.4.2. Résultats de simulation avec défaut

À l'application d'un défaut rotorique avec  $R_r = 1100\% R_{rn}$  ( cassure de barre ) sur la machine à l'instant  $t = 0.7s$ , Les résultats de simulations obtenus à vide et en charge sont représentés sur les deux figures (III.9) et (III.10).

➤ à vide ( $C_r=0$ )

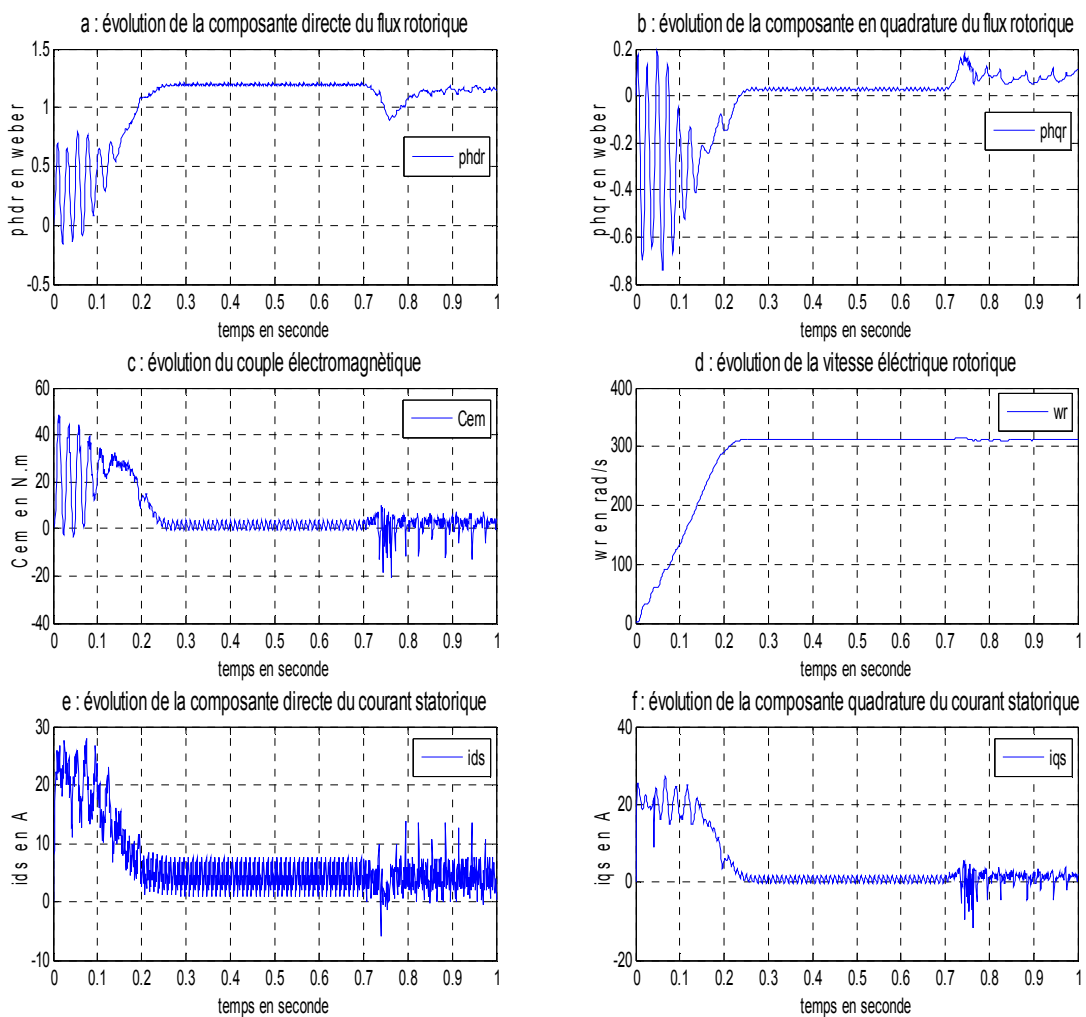
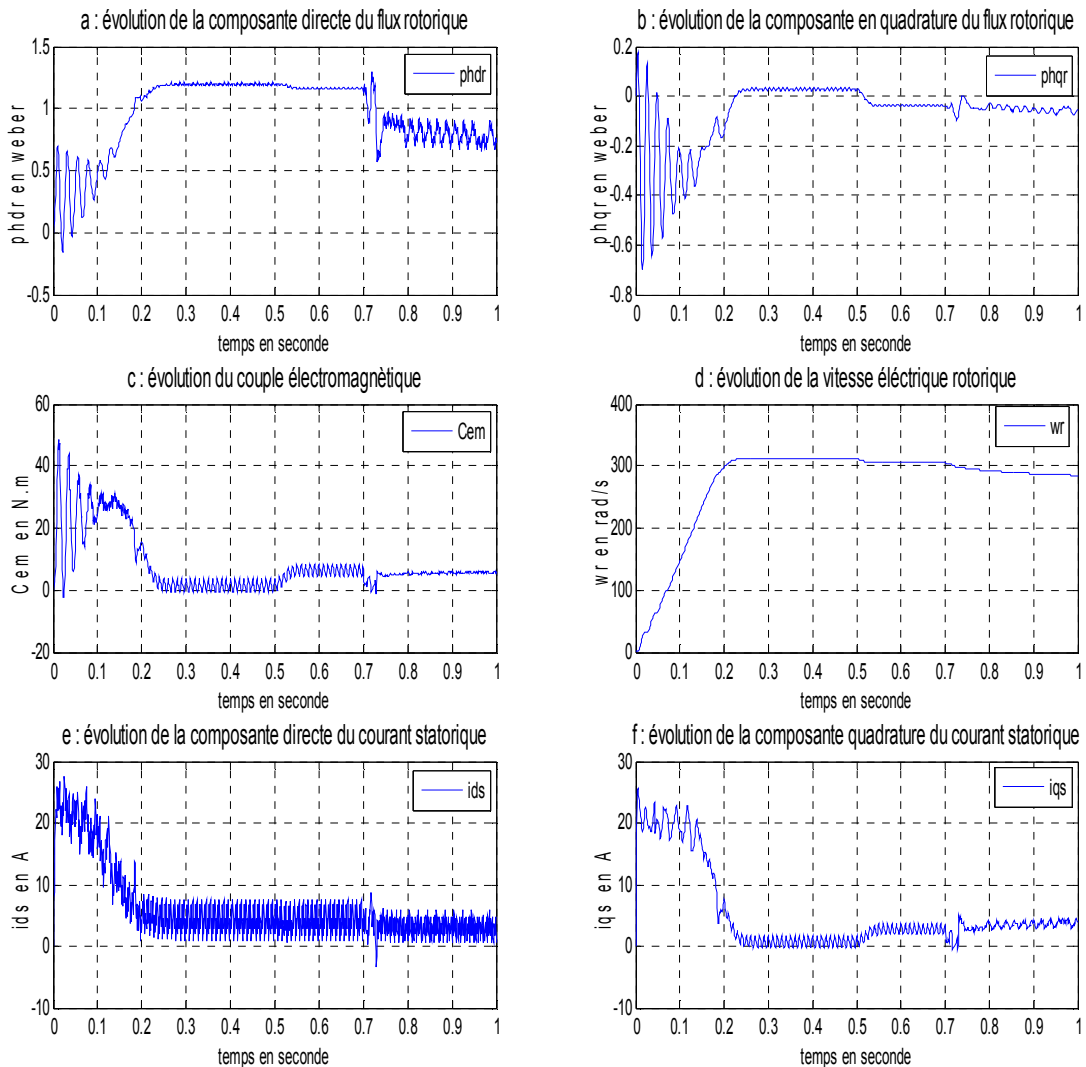


Figure (III.9) : Évolution des états de la machine asynchrone à vide avec la commande.

- **en charge** : À  $t = 0.5s$  en applique un couple résistant égale à 5 N.m sur la machine asynchrone .



**Figure (III.10) : Évolution des états de la machine asynchrone en charge avec la commande.**

### Interprétation des résultats :

Les deux figures (III.9) et (III.10), présentent respectivement le démarrage à vide et en charge de la MAS avec la commande mode glissant et en présence de défauts. On remarque à l'instant d'application du défaut, la vitesse devient instable. La vitesse décroît, les flux sont perturbés, ainsi que l'amplitude des courants et le couples électromagnétique devienne oscillante. La commande par mode glissant malgré sa robustesse n'assure pas la convergence, donc ne compense pas l'effet de défauts.

### III.5. Conception d'un observateur mode glissant

Le principe des observateurs mode glissant consiste à contraindre, à l'aide des fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre  $n$  à converger vers une variété  $S$  de dimension  $(n-p)$  dite surface de glissement ( $p$  étant la dimension du vecteur de mesure)[22][7].

L'attractivité de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et  $y$  évolue selon une dynamique d'ordre  $(n-p)$ [7].

Dans le cas des observateurs mode glissant, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation  $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ .

A partir de leurs valeurs initiales  $e(0)$ , ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre en deux étapes [7]:

- Dans une première phase, la trajectoire des erreurs d'observation évolue vers la surface de glissement sur laquelle les erreurs entre la sortie de l'observateur et la sortie du système réel (les mesures)  $e_y = y - \hat{y}$  sont nulles. Cette étape qui est généralement très dynamique est appelée mode d'atteinte.
- Dans la seconde phase, la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement avec des dynamiques imposées de manière à annuler toutes les erreurs d'observation. Ce dernier mode est appelé mode de glissement.

Considérons un système d'état non linéaire d'ordre  $n$  :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.51})$$

Où :

$x \in \mathbb{R}^n$  représente le vecteur d'état.

$u \in \mathbb{R}^m$  est le vecteur d'entrée ou la commande.

$y \in \mathbb{R}^p$  est le vecteur de sortie.

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

## Chapitre III Commande par mode glissant et synthèse d'un observateur non linéaire pour le diagnostic des défauts de la machine asynchrone

L'entrée  $u$  est localement bornée et mesurable. L'observateur mode glissant comme illustrée à la figure (III.6) est défini avec la structure suivante[22][3] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) + kI_g \\ \hat{y} = h(\hat{x}) \end{cases} \quad (\text{III.52})$$

Ou :

$k$  : est la matrice de gain de dimension  $(n-p)$ .

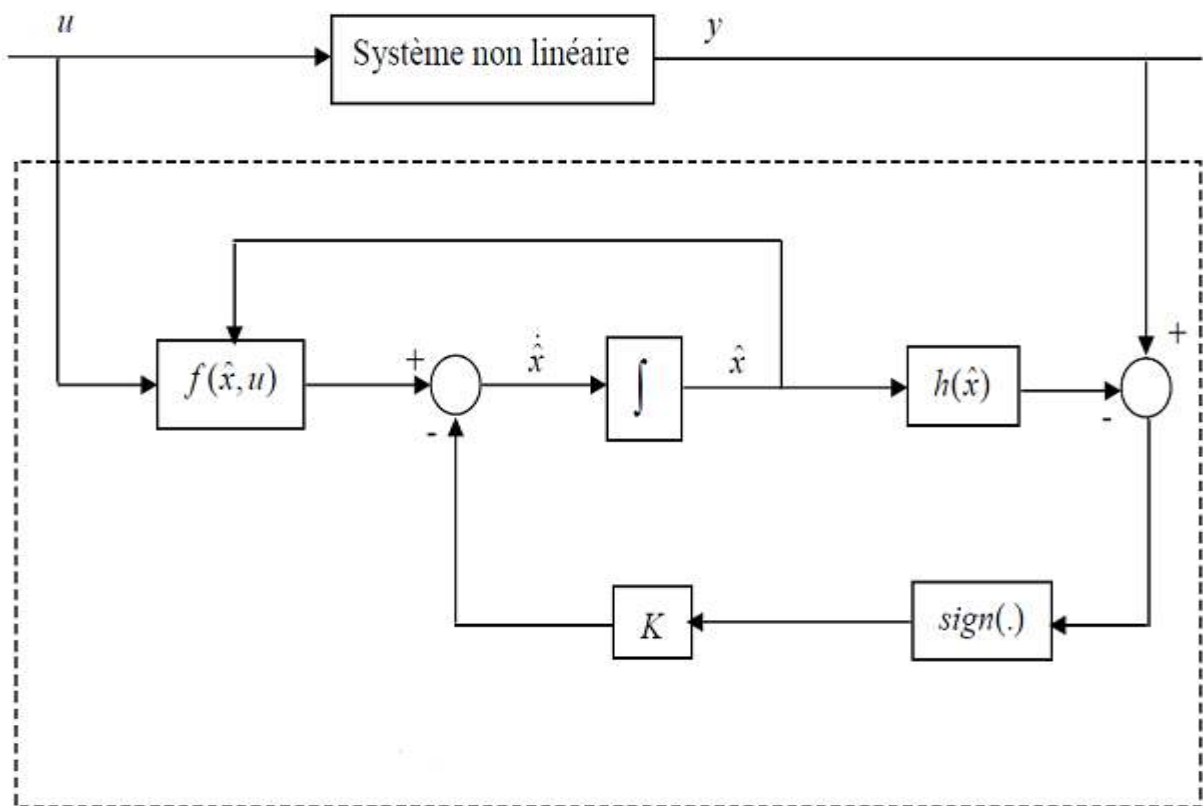
$I_g$  : est vecteur de dimension  $(p-1)$  défini tel que  $I_g = [\text{sign}(y_1 - \hat{y}_1) \dots \dots \text{sign}(y_p - \hat{y}_p)]^T$ .

Le vecteur des erreurs d'observation est donnée par :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (\text{III.53})$$

La surface de glissement dans ce cas est donnée par :

$$S = y - \hat{y} \quad (\text{III.54})$$



**Figure (III.11) : Schéma fonctionnel d'un observateur mode glissant.**

## Chapitre III Commande par mode glissant et synthèse d'un observateur non linéaire pour le diagnostic des défauts de la machine asynchrone

---

Pour que l'état estimé converge vers l'état réel, l'observateur mode glissant doit respecter deux

Conditions[22] :

- La première condition concerne le mode d'atteinte et garantie l'attractivité de la surface de glissement  $S = 0$  de dimension  $p$ . La surface de glissement est attractive si la fonction de Lyapunov  $V(x) = S^T S$  vérifie la condition :  $\dot{V}(x) < 0$  si  $S \neq 0$ .
- La deuxième concerne le mode glissant, durant cette étape, la matrice des gains correctifs agit de manière à satisfaire la condition d'invariance suivante :  $S = 0$  et  $\dot{S} = 0$ .

Durant ce mode, les dynamiques du système sont réduites et le système d'ordre  $n$  devient un système équivalent d'ordre  $(n-p)$ . Ces critères permettent la synthèse de l'observateur mode glissant et déterminent son fonctionnement.

### III.6. Observateur à mode glissant pour le diagnostic des défauts de la MAS

L'objectif ici est de construire pour la MAS un observateur à mode glissant pour détecter et estimer les défauts affectant la machine.

Considérons le modèle de la MAS en présence de défauts rotoriques décrit dans le chapitre II, réécrit ci- dessous :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_{rd} + k\omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} + h_1(x) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k\omega \phi_{rd} + \frac{k}{T_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} + h_2(x) \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} + h_3(x) \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} + h_4(x) \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{Mp^2}{L_r J} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} \omega \end{array} \right. \quad (III.55)$$

Où les courants  $i_{sd}, i_{sq}$  et la vitesse  $\omega$  sont supposé mesurés,

### III.6.1. Synthèse de l'observateur

On considère l'observateur par mode glissants de la machine asynchrone défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} = -\gamma \hat{i}_{sd} + \hat{\omega}_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \hat{\phi}_{rd} + k\omega \hat{\phi}_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} + u_1 \text{sign}(S_1) \\ \frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} = -\hat{\omega}_s i_{sd} - \gamma \hat{i}_{sq} - k\hat{\omega} \hat{\phi}_{rd} + \frac{k}{T_r} \hat{\phi}_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} + u_2 \text{sign}(S_2) \\ \frac{d\hat{\phi}_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{rd} + (\hat{\omega}_s - \omega) \hat{\phi}_{rq} + u_3 \text{sign}(S_3) \\ \frac{d\hat{\phi}_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\hat{\omega}_s - \omega) \hat{\phi}_{rd} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{rq} + u_4 \text{sign}(S_4) \\ \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{Mp^2}{L_r J} (\hat{\phi}_{rd} i_{sq} - \hat{\phi}_{rq} i_{sd}) - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} \hat{\omega} + u_5 \text{sign}(S_5) \end{cases} \quad (\text{III.56})$$

$$\text{Et } \hat{\omega}_s = \omega + \frac{M}{T_r \hat{\phi}_{rd}} i_{sq} \quad (\text{III.57})$$

Ou' :  $\hat{i}_{sd}$ ,  $\hat{i}_{sq}$  sont les courants statoriques estimés et  $\hat{\phi}_{rd}$ ,  $\hat{\phi}_{rq}$  sont les fluxes estimés.  $u_1 > 0$ ,  $u_2 > 0$ ,  $u_3 > 0$ ,  $u_4 > 0$  et  $u_5 > 0$  sont des paramètres de conception.  $S_1, S_2, S_3, S_4$ , et  $S_5$  sont les surfaces de glissement données par :

$$\begin{cases} S_1 = i_{sd} - \hat{i}_{sd} \\ S_2 = i_{sq} - \hat{i}_{sq} \\ S_3 = \phi_{rd} - \hat{\phi}_{rd} \\ S_4 = \phi_{rq} - \hat{\phi}_{rq} \\ S_5 = \omega - \hat{\omega} \end{cases} \quad (\text{III.58})$$

### III.6.2. Analyse de la convergence de l'observateur

Les erreurs d'estimation des courants, des fluxes et la vitesse sont définis comme suit :

$$\begin{cases} e_1 = i_{sd} - \hat{i}_{sd} \\ e_2 = i_{sq} - \hat{i}_{sq} \\ e_3 = \phi_{rd} - \hat{\phi}_{rd} \\ e_4 = \phi_{rq} - \hat{\phi}_{rq} \\ e_5 = \omega - \hat{\omega} \end{cases} \quad (\text{III.59})$$

Les dynamiques des erreurs d'estimation sont données comme suit :

$$\begin{cases} \frac{de_1}{dt} = -\gamma e_1 + (\omega_s - \hat{\omega}_s) i_{sq} + \frac{k}{T_r} e_3 + k\omega e_4 + h_1(x) - u_1 \text{sign}(S_1) \\ \frac{de_2}{dt} = -\gamma e_2 + (\hat{\omega}_s - \omega_s) i_{sd} + \frac{k}{T_r} e_4 + k\omega e_3 + h_2(x) - u_2 \text{sign}(S_2) \\ \frac{de_3}{dt} = -\frac{1}{T_r} e_3 + (\omega_s - \hat{\omega}_s) e_4 + h_3(x) - u_3 \text{sign}(S_3) \\ \frac{de_4}{dt} = -\frac{1}{T_r} e_4 - (\omega_s - \hat{\omega}_s) e_3 + h_4(x) - u_4 \text{sign}(S_4) \\ \frac{de_5}{dt} = \frac{Mp^2}{L_r J} (e_3 i_{sq} - e_4 i_{sd}) - \frac{pC_r}{J} e_5 - \frac{f_r}{J} \hat{\omega} - u_5 \text{sign}(S_5) \end{cases} \quad (\text{III.60})$$

Considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} e_4^2 + \frac{1}{2} e_5^2 \quad (\text{III.61})$$

En dérivant V par rapport au temps on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V} = & e_1(-\gamma e_1 + (\omega_s - \hat{\omega}_s) i_{sq} + \frac{k}{T_r} e_3 + k\omega e_4 + h_1(x) - u_1 \text{sign}(S_1)) + e_2(-\gamma e_2 + (\hat{\omega}_s - \omega_s) i_{sd} \\ & + \frac{k}{T_r} e_4 + k\omega e_3 + h_2(x) - u_2 \text{sign}(S_2)) + e_3(-\frac{1}{T_r} e_3 + (\omega_s - \hat{\omega}_s) e_4 + h_3(x) - u_3 \text{sign}(S_3)) \\ & + e_4(-\frac{1}{T_r} e_4 - (\omega_s - \hat{\omega}_s) e_3 + h_4(x) - u_4 \text{sign}(S_4)) + e_5(\frac{Mp^2}{L_r J} (e_3 i_{sq} - e_4 i_{sd}) - \frac{pC_r}{J} e_5 - \frac{f_r}{J} \hat{\omega} - u_5 \text{sign}(S_5)) \end{aligned} \quad (\text{III.62})$$

En choisissant :

$$u_1 > \left| -\gamma e_1 + (\omega_s - \hat{\omega}_s) i_{sq} + \frac{k}{T_r} e_3 + k\omega e_4 + h_1(x) \right|_{\max}$$

$$u_2 > \left| -\gamma e_2 + (\hat{\omega}_s - \omega_s) i_{sd} + \frac{k}{T_r} e_4 + k\omega e_3 + h_2(x) \right|_{\max}$$

$$u_3 > \left| -\frac{1}{T_r} e_3 + (\omega_s - \hat{\omega}_s) e_4 + h_3(x) \right|_{\max}$$

$$u_4 > \left| -\frac{1}{T_r} e_4 - (\omega_s - \hat{\omega}_s) e_3 + h_4(x) \right|_{\max}$$

$$u_5 > \left| \frac{Mp^2}{L_r J} (e_3 i_{sq} - e_4 i_{sd}) - \frac{pC_r}{J} e_5 - \frac{f_r}{J} \hat{\omega} \right|_{\max}$$

### III.6.3. Résultats de simulation en absence de défauts

Les résultats de la simulation sont comme suit :

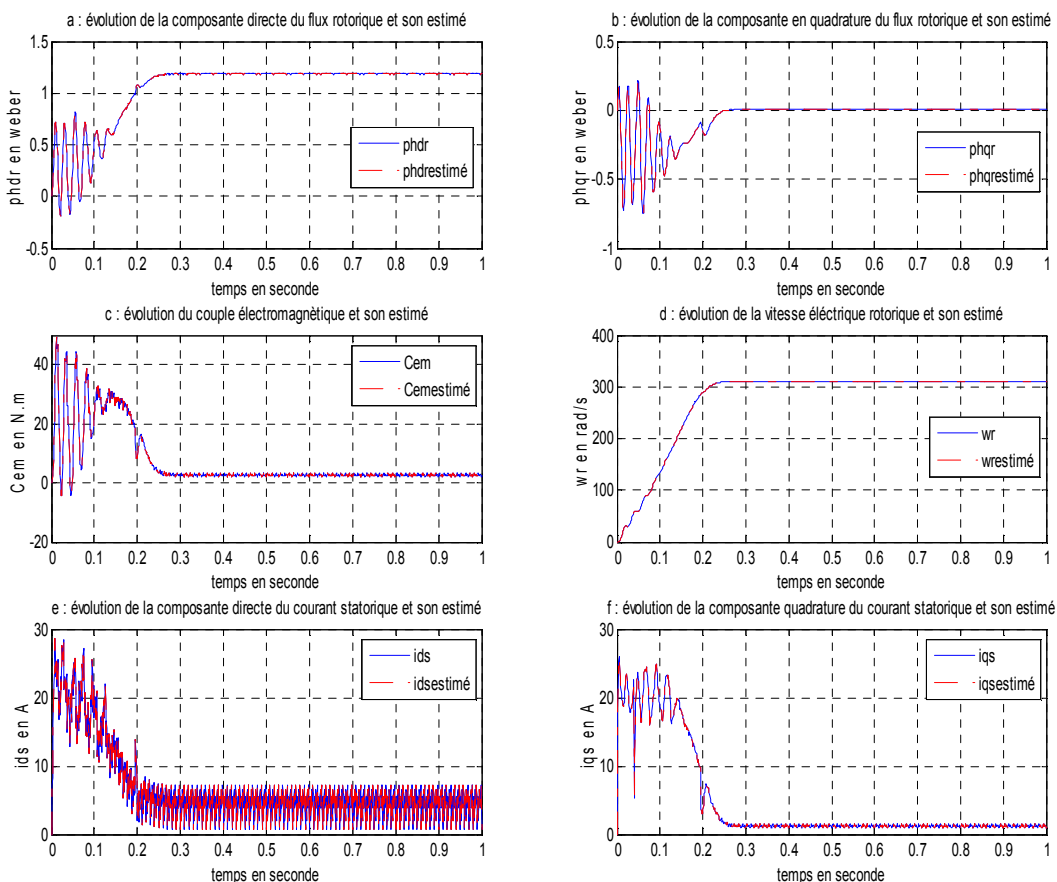


Figure (III.12) : Évolution des états de la Mas sans défaut avec un observateur mode glissant.

### III.6.4. Résultats de simulation en présence de défauts

À l'application d'un défaut rotorique ( cassure de barre ) sur la machine à l'instant  $t = 0.7s$ , Les résultats de simulations sont illustré sur la figures (III.13) comme suit :

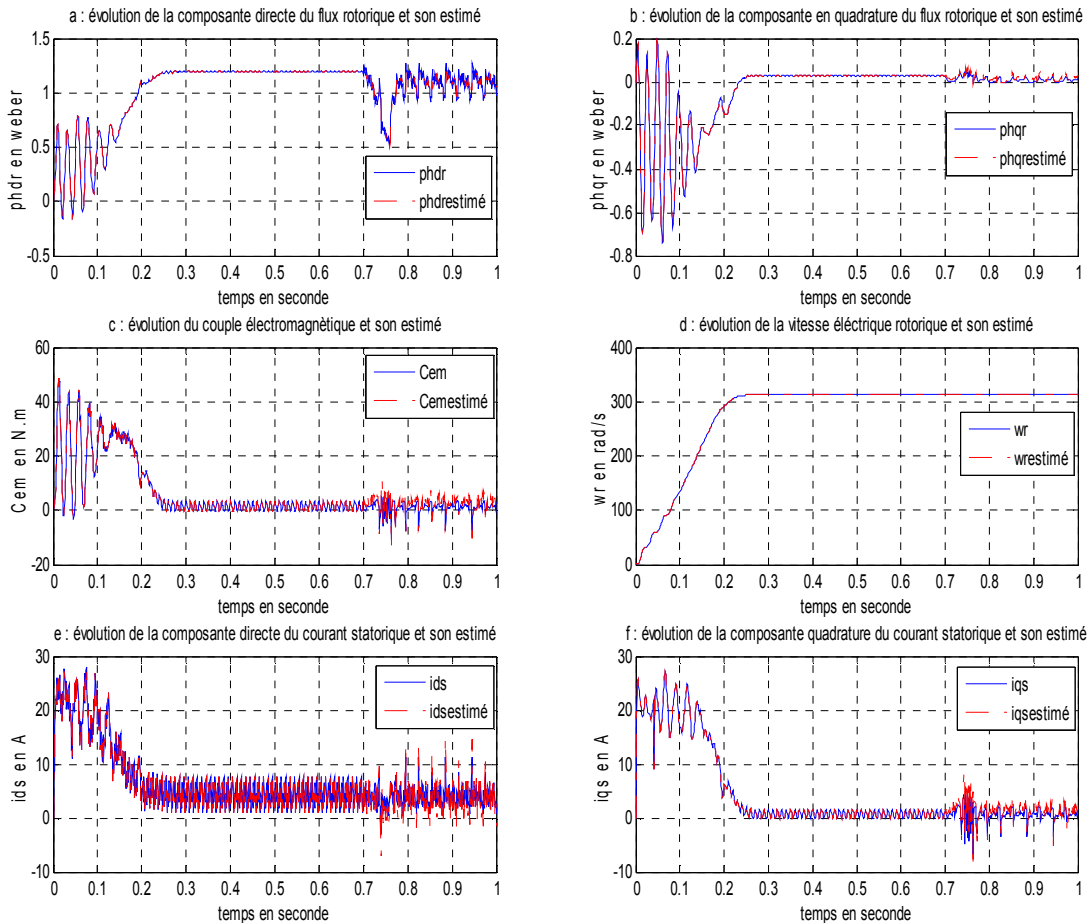


Figure (III.13) : Évolution des états de la Mas en défaut avec un observateur mode glissant.

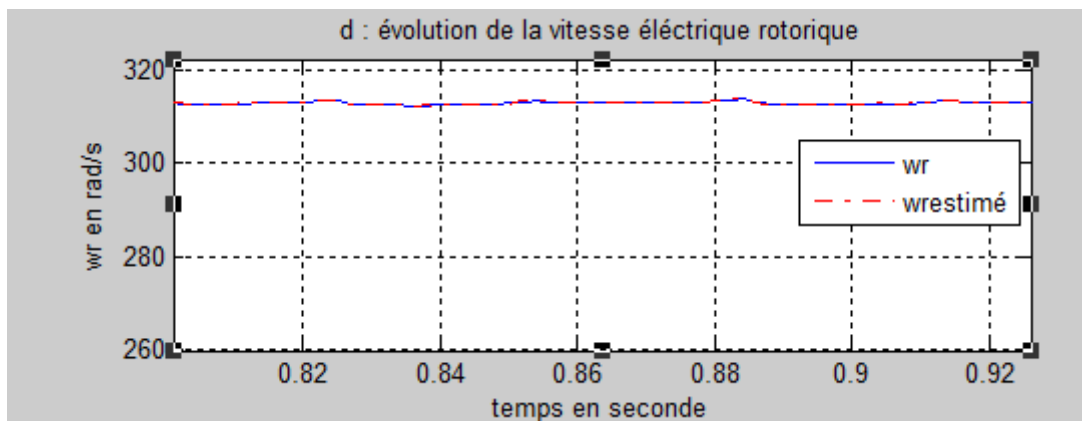


Figure (III.14) : Zoom de la vitesse et son estimé en défauts.

### **Interprétation des résultats :**

La figure (III.12) représente les résultats de simulation en absence de défauts. On constate que l'observateur a bien estimé les états du système, les valeurs estimées par l'observateur convergent vers leurs valeurs réelles (l'erreur d'observation converge vers zéro rapidement). A l'instant d'application du défaut rotorique de type cassure de barre sur la MAS on remarque que l'observateur a bien reconstruit les états du système, la figure (III.14) représente la zoom de la vitesse est son estimé en régime permanent, cet résultat montre la robustesse de l'observateur à mode glissant.

### **III.7. Conclusion**

Nous avons présenté dans ce chapitre la technique de commande par mode glissant pour la régulation de la commande de la machine asynchrone. La commande par mode glissant montre que les performances sont meilleures autour du point de fonctionnement, aussi bien par rapport à la variation de la charge que la variation de la technique appliquée. Malgré la robustesse de cette commande, celle-ci ne compense pas l'effet des défauts.

Aussi nous avons donnée un rappel sur l'observateur non linéaire à mode glissant, ce dernier est utilisé pour la détection des défauts de la machine. Les résultats de simulations montrent bien que l'observateur à mode glissant est robuste dans les deux cas (avec et sans défauts).

Pour récupérer l'effet de défauts nous devons utilisée un bloc de reconfiguration qui a pour rôle de changer la structure de loi de commande, ceci fera l'objet du quatrième chapitre.

## **Chapitre IV :**

# **Reconfiguration de loi de commande**

---

## **IV.1. Introduction :**

La commande tolérante aux défauts vise à compenser l'effet des défauts qui affectent le système, ainsi d'une part, elle garantit le bon fonctionnement du système et d'autre part elle assure la sécurité humaine et matérielle. Elle est divisée en deux classes : commande active et commande passive[26], [2].

La commande tolérante aux défauts active à pour objectif de maintenir la stabilité en boucle fermée et d'assurer des performances même dégradées pour le système en défaut et ceci en modifiant en ligne les valeurs des paramètres du contrôleur ou en changeant la structure de ce contrôleur, cette dernière est appelée reconfiguration [26], [9].

Dans la littérature, les méthodes de reconfiguration de la commande tournent autour des approches suivantes : régulateur à commande optimale, contrôleur utilisant la méthode de la pseudo-inverse, contrôleur à variation du gain ou variation des paramètres linéaires, commande adaptative, commande par placement de pôle, modèle multiple, retour linéarisant ou inversion dynamique,  $H_\infty$ , commande prédictive, commande à mode glissant ou à structure variable, commande intelligente utilisant des systèmes experts, des réseaux de neurones, la logique floue et des méthodologies d'apprentissage, etc...[26]

Dans ce chapitre, sera présentée la reconfiguration de la commande d'une machine asynchrone d'après la présence d'un défaut par la technique de commande par mode glissant.

## **IV.2.Objectifs de la reconfiguration**

L'objectif d'un module de reconfiguration est de trouver une nouvelle commande tel que le système en défauts donne les mêmes performances en boucle fermée du système sans défaut [11].

## **IV.3. Reconfiguration de la commande de la machine**

### **IV. 3.1. Modèle avec défauts**

Considérons le modèle de la MAS en présence de défauts rotorique décrit dans le chapitre II, donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_{rd} + k\omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} + h_1(x) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k\omega \phi_{rd} + \frac{k}{T_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} + h_2(x) \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} + h_3(x) \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} + h_4(x) \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{Mpp}{L_r J} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} \omega \end{array} \right. \quad (IV.1)$$

Où  $h_1(x), h_2(x), h_3(x)$  et  $h_4(x)$  représentent les termes induits par la variation de la résistance rotorique.

### IV. 3.2. Synthèse de la loi de commande

L'objectif est de trouver une nouvelle commande  $u_f = \begin{bmatrix} v_{df} \\ v_{qf} \end{bmatrix}$  par la méthode de commande par mode glissant pour compenser ou corriger l'effet de défauts.

Soit le modèle de la MAS sans défauts décrit dans le chapitre II, donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_{rd} + k\omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k\omega \phi_{rd} + \frac{k}{T_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{Mpp}{L_r J} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} \omega \end{array} \right. \quad (IV.2)$$

Soit les deux surfaces  $S_1$  et  $S_2$ , qui sont choisis comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_1 = x_1 - x_{1f} \\ S_2 = x_2 - x_{2f} \end{array} \right. \quad (IV.3)$$

La dérivé de l'expression (IV.3) est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1f} \\ \dot{S}_2 = \dot{x}_2 - \dot{x}_{2f} \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

En remplace  $\dot{x}_1, \dot{x}_2, \dot{x}_{1f}$  et  $\dot{x}_{2f}$  par leur expression, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_{rd} + k\omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} - (-\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_{rd} + k\omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sdf} + h_1(x)) \\ \dot{S}_2 = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k\omega \phi_{rd} + \frac{k}{T_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} - (-\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k\omega \phi_{rd} + \frac{k}{T_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sqf} + h_2(x)) \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} v_{sdf} \\ v_{sqf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sdf\dot{e}q} + v_{sdfn} \\ v_{sqf\dot{e}q} + v_{sqfn} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons  $S = \dot{S} = 0$  et  $v_{sqfn} = 0$  la formule de la commande équivalent est donnée par :

$$\begin{cases} v_{sdf\dot{e}q} = \sigma L_s \left( \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} - h_1(x) \right) \\ v_{sqf\dot{e}q} = \sigma L_s \left( \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} - h_2(x) \right) \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

D'après le calcul on obtient :

$$v_{sdf\dot{e}q} = v_{sd} - 0.0311h_1(x) \quad (\text{IV.8})$$

$$v_{sqf\dot{e}q} = v_{sq} - 0.0311h_2(x) \quad (\text{IV.9})$$

Durant le mode de convergence, nous avons :  $S(x)\dot{S}(x) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant la formule de  $v_{sdf\dot{e}q}$  et  $v_{sqf\dot{e}q}$  dans (IV.5) on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -v_{sdfn} \\ \dot{S}_2 = -v_{sqfn} \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

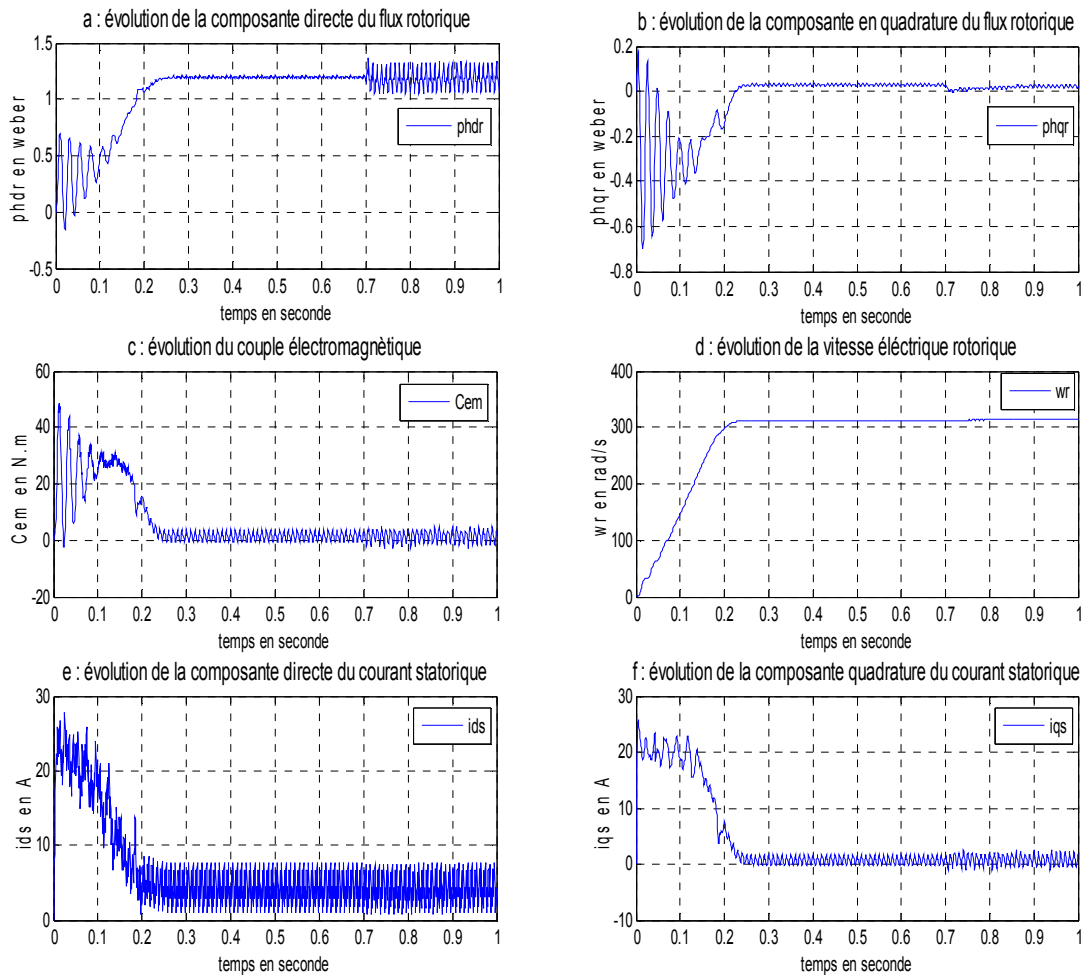
Avec :

$$\begin{cases} v_{sdfn} = k_1 \text{sign}(S_1) \\ v_{sqfn} = k_2 \text{sign}(S_2) \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

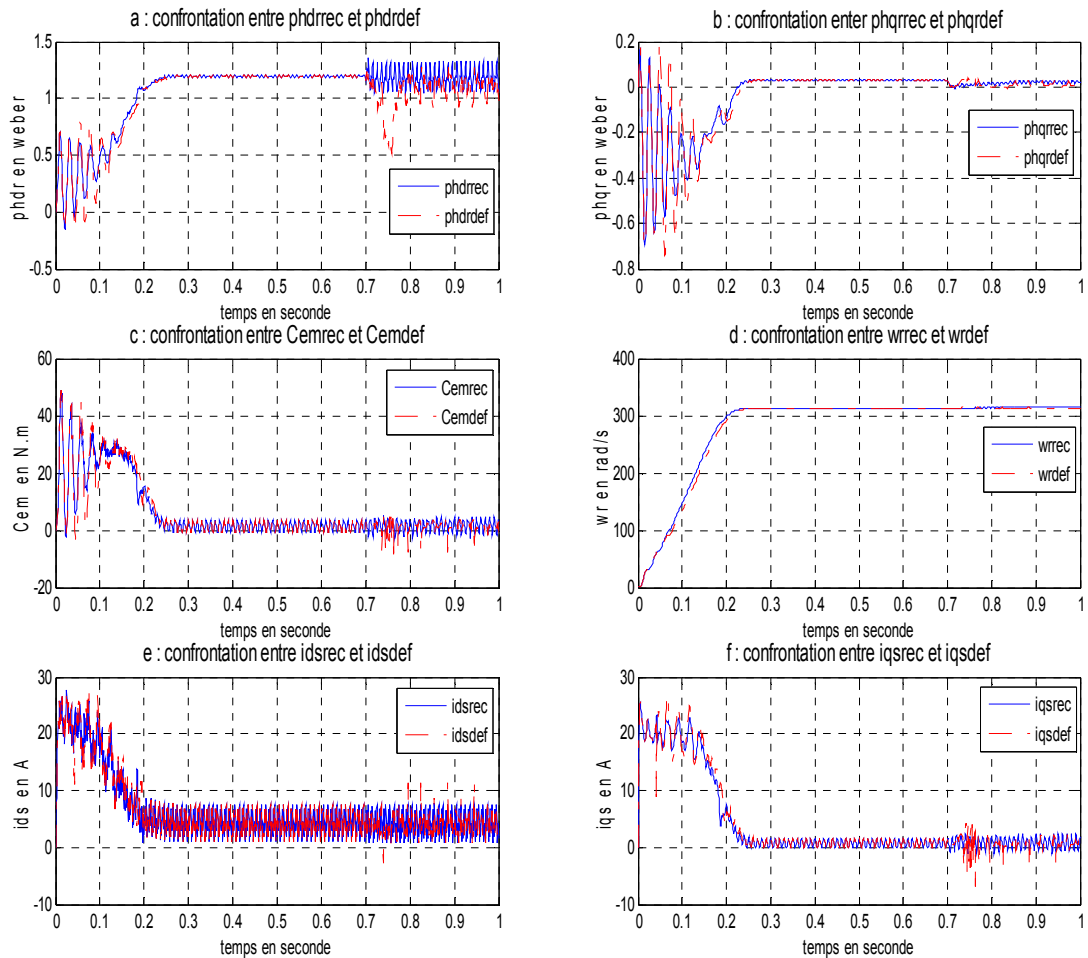
Le choix des gains  $k_1$  et  $k_2$ , se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du chaque régulateur.

**IV. 4. Résultats de simulation**

Avec la nouvelle commande appliqué à la machine asynchrone, les résultats de simulationsobtenus sont représentés sur la figure (IV.1) et la comparaison entre l'état défectueux et l'état reconfigurable est illustrée par la figure (IV.2).



**Figure (IV.1) : Évolution desétats de la machine asynchrone après reconfiguration.**



**Figure (IV.2) : comparaison entre l'état défectueux et l'état reconfiguré.**

**Interprétation des résultats :**

Après l'application de la nouvelle commande sur la machine asynchrone, et à partir de l'évolution des états de cette dernière représentée sur la figure (IV.1). On remarque que cette commande compense bien l'effet de défauts et l'état défectueux converge vers l'état nominal. Aussi la figure (IV.2) montre cette amélioration des performances.

**IV.5. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons synthétisé en ligne une nouvelle loi de commande par la technique des modes glissants qui change la structure de la commande pour maintenir la stabilité de la machine asynchrone en boucle fermée et d'assurer les performances nominales en présence de défauts.

Les résultats de simulations obtenus montrent la robustesse de cette commande.

**ANNEXES**

## **Annexe A :**

### **Paramètres et caractéristiques de la M.AS utilisée en simulation :**

- **Paramètre électriques :**

$$U = 220/380 V.$$

$$R_s = 4.805 \Omega.$$

$$R_r = 3.3 \Omega.$$

$$L_s = 0.274 H.$$

$$L_r = 0.274 H.$$

$$M = 0.258 H.$$

$$W_n = 314 \text{ rad/s}.$$

$$F = 50 \text{ Hz}.$$

$$P_n = 1.5 \text{ Kw}.$$

- **Paramètre mécanique :**

$$J = 0.031 \text{ kg.m}^2.$$

$$f = 0.008 \text{ kg.m}^2/\text{s}.$$

- **Paramètre électromagnétique :**

$$p = 2.$$

$$C_r = 5 \text{ N.m}.$$

## Annexe B :

### III.1. Observabilité des système non linéaire

Soit un système non linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Pour le système (II.1), le rôle d'un observateur consiste à estimer l'état du système  $x(t)$  à partir de grandeurs supposées connues : son entrée  $u(t)$  et sa sortie  $y(t)$ .

Un observateur pour le système (III.1) peut être représenté comme suit:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) + k(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = h(\hat{x}) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Où  $k$  est le gain d'observateur. L'observateur doit vérifier la propriété que l'état estimé converge vers l'état réel.

De façon générale, la propriété structurelle d'un système appelée observabilité est une condition nécessaire à l'existence d'un observateur. Cette propriété étant vérifiée, l'étape suivante consiste à réaliser la synthèse de l'observateur proprement dit.

La notion d'observabilité d'un système non linéaire a été formalisée dans [7], elle peut être définie à partir de la notion d'indistinguabilité d'une paire d'états, au sens où un système sera dit observable si toute paire d'états du système peut être distinguée grâce aux sorties correspondantes, pour au moins une entrée.

L'observabilité pour un système non linéaire est plus compliquée que dans le cas linéaire, il n'existe pas de condition géométrique globale garantissant l'observabilité, cependant, une notion d'observabilité locale faible a été introduite dans [3] et peut être caractérisée par une condition du rang équivalent au cas linéaire.

#### III.1.1. Observabilité au sens du rang

Le système décrit par (III.1) est dit localement observable au sens du rang [7] si :

$$\text{Rang}[L_f^0 h(x) \quad L_f^1 h(x) \quad \dots \quad L_f^{n-1} h(x)]^T = n \quad (\text{III.3})$$

Où l'écriture de  $L_f^i h(x)$  est donnée par :  $L_f^i h(x) = \frac{dh}{dx_i} f_i$  (III.4)

### Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur le diagnostic et la commande tolérante aux défauts. Ainsi que son application à la machine asynchrone. Dans un premier temps nous avons présenté un état de l'art sur le diagnostic et la commande tolérante aux défauts. Par la suite une modélisation détaillée de la machine asynchrone en présence et en absence de défauts est présentée. On s'est intéressé aussi au calcul de la commande et la synthèse d'un observateur non linéaires en vue d'estimer les états du moteur. Dans notre travail on a opté pour la commande mode glissant et l'observateur à mode glissant.

La commande par mode glissant (commande nominale) que nous avons calculée (chapitre III) est robuste par rapport au couple de charge, il suffit en effet de manipuler les gains  $k_i$  pour trouver les meilleurs résultats. Mais cette commande présente une insuffisance lorsque il y'a apparition de défauts sur le système. L'inconvénient de cette commande est la présence le phénomène de chattering.

Le diagnostic des défauts de la machine asynchrone par un observateur non linéaire à base mode glissant donne de bon résultats en présence et en absence de défauts, telle que l'état estimé converge vers l'état réelle ( $e=0$ ). Les résultats de simulation montrent la robustesse de l'observateur à mode glissant en présence et en absence de défauts.

Nous avons utilisé une technique de compensation implicite de l'effet des défauts en générant à partir de l'état du modèle interne, un terme additif à la commande nominale. Pour calculé la nouvelle commande nous avons utilisés aussi la commande par mode glissant. Après l'application de la nouvelle commande sur la machine, nous avons remarqué une nette amélioration dans des performances de la MAS malgré la présence des défauts. On conclusion on peut dire que les techniques de commande et d'observation par mode glissant représente une bonne alternative pour la commande tolérante active des systèmes défectueux.

En perspective on propose d'étudier les techniques de commande et d'observation à mode glissant d'ordre supérieur en vue de la reconfiguration des lois de commande de la machine asynchrone.

## **Références Bibliographiques**

## Références Bibliographiques

- [1] Ahmed khelassi, «Nouvelle méthodologie de synthèse de lois de commande tolérante aux fautes garantissant la fiabilité des systèmes», thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy 1, 11 Juillet 2011.
- [2] Mickaël Rodrigues, «Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes discret par les multi-modèles linéaires », thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy 1, spécialité automatique, 06.12.2005.
- [3] Aouchiche Salem, «Diagnostic de défauts à base d'observateurs : Application à la Machine Asynchrone», mémoire de master, université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, option commande des systèmes, 14 / 11 / 2012.
- [4] Pierre-Emmanuel Dumont, « Tolérance active aux fautes des systèmes d'instrumentation », thèse de doctorat, université des sciences et technologies de Lille, spécialité automatique et informatique industrielle, 4 décembre 2006.
- [5] Ayan Mahamoud Mohamed, «Observation et diagnostic de processus industriels a modèle non linéaire applications aux machines électriques», thèse de doctorat, l'école centrale de Nantes, 21 juillet 2010.
- [6] Bichari Meriem, «Système de diagnostic des défaillances des machines electriques», international conference on industriel engineering and manufacturing ICIEM'10, Batna, Algérie.2010.
- [7] Nait Slimani Boukhalifa, «Synthèse d'un observateur non linéaire : application au diagnostic de défauts », mémoire de magister en automatique, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, 2011 / 2012.
- [8] Nouredine Bessous, «Contribution au diagnostic des machines asynchrones », mémoire de magister, Batna, option Génie Industriel, 2011/2012 .
- [9] Mekki Hamza, «Commande tolérante aux défauts application à la MAS », mémoire de magister, ENP, 2009.
- [10] Ali Ibrahim, « Contribution au diagnostic de machines électromécaniques : Exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée », thèse de doctorat, Université Jean Monnet, 10 Mars 2009.
- [11] Fateh Guenab, « Contribution aux systèmes tolérants aux défauts : Synthèse d'une méthode de reconfiguration et/ou de restructuration intégrant la fiabilité des composants », thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy 1, 20 février 2007.
- [12] Boumedyen Boussaid, « Contribution à la tolérance active aux défauts des systèmes dynamiques par gestion des références », thèse de doctorat, spécialité : automatique, université Henri Poincaré, Nancy 1, 09 Juillet 2011.
- [13] Nassim Belkherchi, « Contribution à l'étude du diagnostic et de la commande tolérante aux fautes par l'approche structurelle – application aux procédés biologiques », thèse de doctorat, université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier), 05 avril 2011.
- [14] Nouredine Benbaha, « commande robuste tolérante aux défauts : Application à la machine à courant alternatif », mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique, université de Batna, 02 /07/ 2009.
- [15] Zouaoui Yamina, « Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone», mémoire de magister en automatique, université Ferhat abas, Setif, le 03/03/2010.

- [16] Himère Hamza Toufik, « Commande par mode glissant floue d'une machine asynchrone », mémoire de master en électromécanique, université de M'sila, 2011/2012.
- [17] Belbeche Adel, « Modélisation, diagnostic et commande d'une machine asynchrone avec rupture de d'une phase », mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 09 /11/ 2013.
- [18] N. I. Basseville M, « Detection of abrupt changes », Prentice Hall, 1993.
- [19] R. J. Maquin D, « Diagnostic des systèmes linéaires », Paris, 2000.
- [20] J.Pierre Caron et J.Paul Hautir, « Modélisation et commande de la machine asynchrone » pp.28-50, Paris, 1995.
- [21] R. Isermann, « Fault diagnosis of machines via parameter estimation and knowledge processing », tutorial paper automatica, vol. 29, pp. 815-835, 1993.
- [22] Bouchareb Hanane, « Observateur non linéaire mode glissant », mémoire de magister, spécialité : Contrôle, université Ferhat Abas, Setif, le 19/09/2013.
- [23] G. Zwingelstein, « Diagnostic des défaillances, théorie et pratique pour les systèmes industriels », Paris, 1995.
- [24] L. Leyval, Gentil S., Peray-Beaumont S., « Model based causal reasoning for process supervision », Automatica, vol. 30, pp. 1295-1306, 1994.
- [25] J. Gertler, « Fault detection and diagnosis in engineering systems: Marcel Dekker Inc », 1998.
- [26] Djeghali, Nadia, « Observation, diagnostic et commande de la machine asynchrone », thèse de doctorat, spécialité : automatique, université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 28/10/2013.
- [27] Zhang, Y. et Jiang, J, « Integrated active fault tolerant control using IMM approach », IEEE Trans. on aerospace et electronic systems vol. 37, N°4, pages 1221–1235, 2001.
- [28] Zhang, Y. et Jiang, J, « Bibliographical review on reconfigurable fault tolerant control systems », proceedings of safeprocess'03, Washington, USA, IFAC, pages 1033–1055. (2003a)

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DE DIPLOME  
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

**SPECIALITE :  
AUTOMATIQUE**

**Proposé et dirigé par : M. OUBABAS Hocine**

**Présenté par : BERRABAH Choayb**

**Thème :**

**Diagnostic et reconfiguration de loi de commande : application sur lamachine asynchrone**

**Résumé :**

L'objectif de notre travail est le diagnostic ainsi que la reconfiguration de loi de commande dans la machine asynchrone après apparition d'un défaut. Pour ce faire un rappel sur les différentes notions théoriques, définitions et concepts relatifs à ce domaine du diagnostic et de la commande tolérante sont abordées, puis la structure générale des systèmes tolérants aux défauts et les différentes classes de diagnostic et de la commande tolérante aux fautes sont présentées. Pour le diagnostic de la MAS nous avons opté pour un observateur non linéaire à base mode glissant connu. Pour sa robustesse et pour la reconfiguration, on a opté pour la commande par mode glissant, les résultats de simulation montrent bien l'efficacité de cette commande en présence et en absence de défauts.

**Mots clés :**

Diagnostic - Commande tolérante – défaut - reconfiguration- Machine asynchrone – SMC.

**Numéro d'ordre : 099**