

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mouloud MAMMERI, Tizi-Ouzou



Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
Département d'Automatique

Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme

Master Académique en Automatique

Option : Commande des systèmes

Thème

*Commande active tolérante aux défauts
de la machine asynchrone*

Proposé et dirigé par :

M^{me} Nadia DJEGHALI

Soutenu le : 02 / 07/ 2017

Présenté par :

Fahima HOCEINI

Saida OUDJOURDI OUADDA

Promotion 2017

Remerciements

Nous remercions avant tout le bon dieu, le tout puissant, de nous avoir donné la santé, le courage, la patience et la volonté pour finir ce travail.

Nous tenons à remercier tous ceux qui nous ont aidés de prêt ou de loin à la réalisation de ce travail, notamment notre promotrice M^{me} Nadia DJEGHALI d'avoir proposé le sujet sur lequel on a travaillé, pour le temps qu'elle nous a consacré, son aide, ses orientations et encouragements et surtout de nous avoir suivies tout au long de l'élaboration de ce travail.

Nos vifs remerciement s'adressent également aux membres de jury qui nous ferons l'honneur de juger notre travail, et d'apporter leurs éclaircissements.

DÉDICACES

C'est avec le sentiment le plus profond de mon cœur que je dédie ce travail à:

- ❖ Mes très chers parents qui m'ont toujours encouragée, soutenue et aidée pendant toute ma carrière d'étude. Que dieu me les gardes toujours en bonne santé.*
- ❖ Ma sœur HOURIA et son mari BAOUZ et leurs enfants Djamila et YANI*
- ❖ Mes frères et mes sœurs*
- ❖ Toute ma famille*
- ❖ Tous ceux qui me sont chers*
- ❖ Mes professeurs*

Fahima

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail à:

- *Mes très chers parents, qui ont toujours cru en moi et m'ont accompagnée tout au long de mes études. L'éducation, soin et conseils qu'ils m'ont prodigués, m'ont toujours guidé pour faire les bons choix dans ma vie. Ils m'ont appris comment réaliser les rêves difficiles. Sans leur soutien, encouragement et prières, rien n'aurait été possible.*
- *Mes frères et ma sœur qui étaient toujours là pour me conseiller, me soutenir, m'encourager et prier pour moi. Je les remercie de tout mon cœur.*
- *Tous ceux qui m'aiment et que j'aime.*
- *Toute personne qui porte de l'estime pour moi*
- *Mes professeurs*

Saida

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I: Introduction à la commande tolérante aux défauts	3
I.1.Introduction	3
I. 2. Quelques définitions de bases	3
I. 3.Classification des défauts	3
I.3.1 Selon leurs caractéristiques temporelles	4
I.3.2. Selon leurs types	4
I.3.3 Selon leurs influences	5
I. 4 Différents modes de fonctionnement d'un système	6
I. 5 Systèmes tolérants aux défauts	6
I. 6 Classification des approches de la commande tolérante aux défauts	6
I.6.1 La commande tolérante aux défauts passive	7
I.6.2 La commande tolérante aux défauts active	8
I.7 Modélisation des défauts	9
I.7.1 Modélisation en présence des perturbations	10
I.8 Notions fondamentales sur le diagnostic de défauts	10
I.8.1 Détection de défauts.....	11
I.8.2 Localisation de défauts.....	11
I.8.3 Identification de défauts.....	11
I.9 Classification des méthodes de diagnostic	11
I.9.1 Méthodes avec modèle mathématique	11
I.9.1.1 Méthodes d'estimation paramétrique.....	13
I.9.1.2 Méthode basée sur l'espace de parité.....	14
I.9.1.3 Méthodes à base d'observateur	14
I.9.2 Méthodes sans modèle mathématique du système.....	14
I.10 Conclusion	15
Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone sans et avec défauts	16
II.1 Introduction	16
II.2 Description de la machine asynchrone	16
II.2.1 Le stator	17
II.2.2 Le rotor	18
II.2.3 Les paliers	19
II. 3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	19
II.4 Principales défaillances de la machine asynchrone	19
II.4.1 Les défaillances mécaniques	21
II.4.1.1 Défauts de roulements	21

Sommaire

II.4.1.2 Défauts d'excentricité.....	22
II.4.2 Défaillances électriques.....	23
II.4.2.1 Les défauts au stator.....	23
II.4.2.2 Défauts au rotor.....	24
II.4.2.2.1 Ruptures de barres.....	25
II.4.2.2.2 Ruptures d'anneaux.....	25
II.5 Conséquences des défauts de la machine asynchrone.....	26
II.6 Méthodes de diagnostic des défauts dans la machine asynchrone.....	26
II.6.1 Diagnostic des défauts basé sur l'analyse spectrale des signaux.....	27
II.6.1.1 Diagnostic par l'analyse des courants statoriques.....	27
II.6.1.2 Diagnostic par mesure du flux magnétique axial.....	28
II.6.2 Estimation paramétrique.....	28
II.6.3 La méthode d'espace de parité.....	29
II.6.4 Observateurs.....	29
II.6.5 Intelligence Artificielle.....	30
II.7 Modélisation de la machine asynchrone en absence de défauts.....	30
II.7.1 Description de la machine asynchrone.....	30
II.7.2 Hypothèses simplificatrices.....	30
II.7.3 Modélisation dans le repère fixe triphasé (abc).....	31
II.7.3.1 Équations générales.....	32
II.7.4 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère (d,q).....	34
II.7.5 Modèle de la machine à flux orienté.....	37
II.8 Modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts.....	37
II.8.1 Modèle en présence de défauts statoriques et rotoriques.....	37
II.9 Conclusion.....	39
Chapitre III: Commande robuste des SNL par backstepping.....	40
III.1 Introduction.....	40
III.2. Quelques définitions de base.....	40
III.3 Stabilité des systèmes non linéaires.....	41
III.4 Analyse de la stabilité des systèmes par les méthodes de Lyapunov.....	42
III.4.1 Première méthode de Lyapunov.....	42
III.4.2 Seconde Méthode de Lyapunov.....	43
III.5 Commande des systèmes non linéaires.....	45
III.5.1 Commande robuste par la technique du backstepping.....	46
III.5.1.1 Principe.....	46
III.5.1.2 Conception de la commande par backstepping.....	46
III.6 Conclusion.....	48
Chapitre IV: Observateurs non linéaires.....	49
IV.1 Introduction.....	49
IV.2 Observabilité des systèmes non linéaires.....	49

Sommaire

IV. 3 Description d'un observateur	50
IV.4 Principe d'un observateur	51
IV.5 Le rôle d'un observateur	52
IV.6 Classification des observateurs	52
IV.7 Observateurs des systèmes non linéaires	53
IV.7.1 Observateur de Luenberger étendu.....	53
IV.7.2 Filtre de Kalman Etendu.....	53
IV. 7.3 Observateurs à grand gain	53
IV.7.4 Observateurs adaptatifs	54
IV.7.5 Observateurs à modes glissants.....	55
IV. 8 Conclusion	55
Chapitre V: Commande active tolérante aux défauts de la MAS	56
V.1 Introduction	56
V.2 Commande active tolérante aux défauts de la MAS	56
V. 2.1 Modèle de la MAS en présence de défauts	56
V.2.2 Objectif de la commande.....	57
V.2.3 Synthèse de la loi de commande	57
V. 3 Estimation des défauts de la MAS à l'aide d'un observateur à modes glissants d'ordre un	62
V.3.1 Synthèse de l'observateur	63
V.4 Analyse de la stabilité en boucle fermée	65
V.5 Résultats de simulation	66
V.6 Conclusion	70
Conclusion générale	71

Bibliographe

Introduction générale

Les systèmes industriels modernes se basent sur des techniques de commande avancées, toujours dans le but d'atteindre le haut niveau de performance, en particulier la machine asynchrone qui fera l'objet de notre mémoire. Alors contourner les défauts au niveau d'un système afin d'assurer l'augmentation, la fiabilité, la disponibilité, la reconfigurabilité et la sûreté de fonctionnement, constitue à l'heure actuelle, l'une des préoccupations majeures des industries.

Les défauts qui apparaissent dans la machine électrique ont des causes variées. Ils peuvent être dus au vieillissement des composants de la machine ou bien aux conditions d'utilisation ou tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service. L'objectif de notre travail est la mise en œuvre d'une commande active tolérante aux défauts afin de compenser l'effet des défauts statoriques et rotoriques qui induisent des harmoniques dans les courants statoriques de la machine. Pour cela, notre mémoire est divisé en cinq chapitres:

Le premier chapitre de ce mémoire rappelle les deux types de commande tolérante aux défauts, active et passive. Ainsi que les différentes méthodes de diagnostic sans et avec modèle. Nous nous intéressons à l'approche par modèle utilisant les observateurs (observateurs à modes glissants).

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone sans et avec défauts. Nous rappelons tout d'abord les composants de la machine, les défauts qui l'affectent, leurs effets et leurs causes. Ensuite, nous élaborons le modèle de la machine asynchrone en présence de défauts statoriques et rotoriques induisant des harmoniques dans les courants statoriques de la machine.

Le troisième chapitre porte sur la commande via la technique du backstepping qui utilise le principe de stabilité de Lyapunov. Nous rappelons d'abord quelques notions sur la stabilité et la théorie de Lyapunov. Ensuite, nous décrivons la technique de la commande par backstepping. L'idée de base de la commande par backstepping est de fragmenter le système d'ordre élevé en un ensemble de sous-systèmes en cascade du premier ordre. Cette technique de commande ne force pas le système à commander à être linéaire, ceci peut éviter l'élimination des non linéarités utiles. En outre, des termes d'amortissement non linéaires supplémentaires peuvent être introduits dans la boucle de commande pour augmenter la robustesse.

Le quatrième chapitre est consacré aux observateurs non linéaires. Nous allons rappeler les différents observateurs non linéaires, citons par exemple l'observateur à modes glissants que nous avons utilisé pour réaliser une commande active tolérante aux défauts de la machine asynchrone. Ce type d'observateurs est caractérisé par sa robustesse vis-à-vis des incertitudes de modélisation et aussi vis-à-vis des perturbations externes et des défauts. Il sert à détecter et estimer les défauts dans la machine asynchrone. Les défauts estimés seront ensuite utilisés pour réaliser une commande tolérante aux défauts active.

Le cinquième chapitre est consacré à la synthèse d'une commande active tolérante aux défauts pour la machine asynchrone. Elle est synthétisée en présence de défauts statoriques et rotoriques, et basée sur la commande par backstepping robuste afin de forcer le flux et la vitesse à suivre leurs références en présence d'un couple de charge, et sur un observateur par modes glissants d'ordre un pour estimer les défauts. Les estimés de ces défauts sont injectés dans la commande afin de les compenser. Enfin on a validé par des simulations la technique de commande tolérante aux fautes proposée.

Nous terminons ce mémoire par une conclusion générale portant sur le travail effectué.

I.1 Introduction

Un système tolérant aux défauts est un système capable de détecter la présence de défauts et de s'adapter automatiquement en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système. La détection de défauts est une opération délicate, en effet, il est nécessaire d'associer au diagnostic des lois de commande capable de maintenir la stabilité des systèmes et de garantir ainsi un fonctionnement acceptable même dégradé en dépit de la présence d'un défaut. Une telle commande est dénommée commande tolérante aux défauts ou au fautes.

Ce chapitre présente les deux types de commande tolérante aux défauts: active et passive. Nous verrons aussi dans ce chapitres les différents types de défauts affectant un système, comment les détecter et les localiser (isoler, identifier), et cela entre dans le diagnostic des défauts. On termine ce chapitre par une petite conclusion.

I.2 Quelques définitions de base

Les systèmes industriels sont souvent soumis à des anomalies ou des changements inattendus, qui entraînent un mauvais fonctionnement. Nous citons [1]:

- **Défaut:** La cessation d'un (des) paramètre(s) du système à accomplir sa (ses) fonction(s) souhaitée(s) avec des performances définies dans les spécifications techniques, il peut être définie comme :
- **Une défaillance:** Perte partielle ou totale des fonctionnalités du système qui le rend incapable de délivrer le service pour lequel il a été conçu.
- **Une panne:** Etat d'un système incapable d'accomplir sa fonction à cause d'une défaillance.
- **Une dégradation:** Une perte de performances des fonctions assurées par un équipement.

I.3 Classification des défauts

Les défauts affectant un système peuvent être de différentes natures et sont généralement classés en défauts d'actionneurs, défauts de capteurs et défauts du système. Ainsi on pourra être amené à détecter des biais, des dérives et/ou des valeurs aberrantes. Et encore selon l'influence sur les systèmes, les défauts peuvent être classés en défauts additifs et multiplicatifs [2]. Une commande tolérante aux défauts est nécessaire dès l'apparition de ces derniers.

I.3.1 Selon leurs caractéristiques temporelles

Les défauts peuvent être classés selon leur évolution temporelle en trois catégories distinctes comme suit [3]:

I.3.1.1 Défaut brusque (biais): Ce type de défaut apparaît à un instant donné, son amplitude est constante non nulle, souvent causé par des dommages matériels. Ils peuvent être graves en affectant la performance et/ou la stabilité du système commandé (figure I.1.a).

I.3.1.2 Défaut intermittent (valeurs aberrantes): Ce type de défaut est un cas particulier de défaut brusque, le signal dans ce cas revient de façon aléatoire à sa valeur normale. Il est causé par exemple par les défauts de connexion, d'alimentation ou un faux contact (figure I.1.b).

I.3.1.3 Défaut graduel (dérives): Ce type de défaut apparaît à un instant donné, son amplitude augmente proportionnellement avec le temps, souvent dû aux vieillissements, il est plus difficile à détecter en raison de sa dynamique lente, mais moins grave (figure I.1.c).

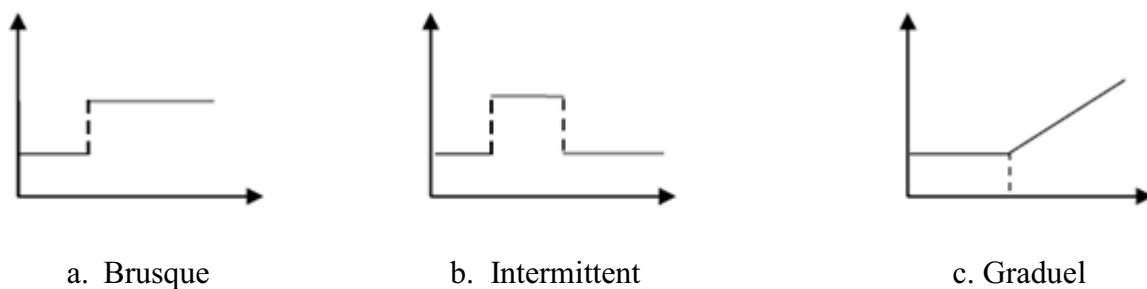


Figure I.1 Classification des défauts selon leur évolution temporelle

I.3.2 Selon leurs types

Les défauts sont des événements qui apparaissent aux différents endroits du système. Selon leurs emplacements, il est possible de distinguer trois types de défauts [4]:

I.3.2.1 Défauts de capteurs

Les capteurs sont des instruments qui transforment une grandeur physique en une grandeur traitable par les calculateurs. Ils sont essentiellement les interfaces de sortie d'un système avec l'environnement extérieur. Ils permettent de communiquer les informations concernant l'état et le comportement interne du processus. Ainsi, un défaut du capteur caractérise une mauvaise image de la grandeur physique à mesurer [4] (figure I.2).

Les défauts de capteurs apparaissent sous forme d'un biais, d'une dérive, d'une perte d'efficacité, et du blocage, etc.

I.3.2.2 Défauts d'actionneurs

L'actionneur est un élément de la partie opérative d'un système, il est modélisé en général comme des signaux additifs ou multiplicatifs aux signaux d'entrées de commande issus du contrôleur (micro-processeur, ou microcontrôleur) en mouvement (moteur), en chaleur (résistance électrique), ou en champ magnétique (électroaimant), etc.

Ainsi, les défauts actionneurs agissent au niveau de la partie opérative et détruisent le signal d'entrée du système. Les conséquences de défauts actionneurs peuvent varier d'une consommation élevée de l'énergie jusqu'à la perte totale du contrôle [4] (figure I.2).

I.3.2.3 Défauts du système

Les défauts des composants sont des défauts qui affectent les composants du système lui-même. Ils sont modélisés en général comme des dynamiques additionnelles ou multiplicatives et provoquent un changement de la dynamique du système suite à un changement de ces paramètres. La représentation mathématique des défauts des composants est souvent difficile à déterminer et demande des essais expérimentaux extensifs. En général, ils se traduisent par un changement dans l'équation d'état. Ce changement peut être soit paramétrique soit structurel/fonctionnel. Ces défauts induisent l'instabilité du système [4] (figure I.2).

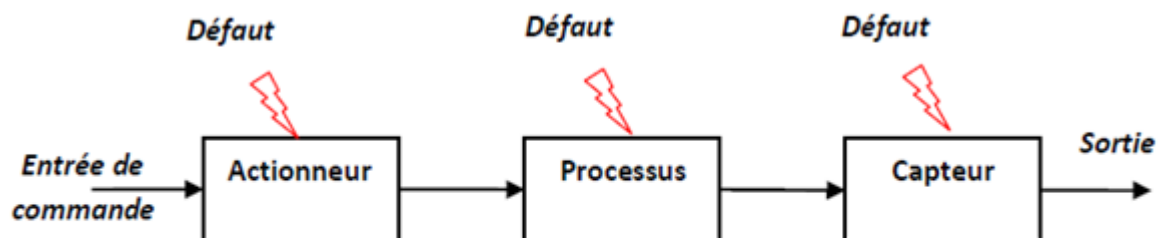


Figure I.2 Les défauts actionneurs, capteurs et composants.

I.3.3 Selon leur influence

Selon leurs influences sur le système, les défauts peuvent être qualifiés d'additifs et multiplicatifs. Les défauts sont additifs s'ils affectent le comportement du procédé indépendamment des entrées connues (tels que les défauts actionneurs et défauts capteurs). S'ils affectent le procédé d'une façon dépendante des entrées connues, ils sont considérés comme étant multiplicatifs (défauts du système) [2] (figure I.3).

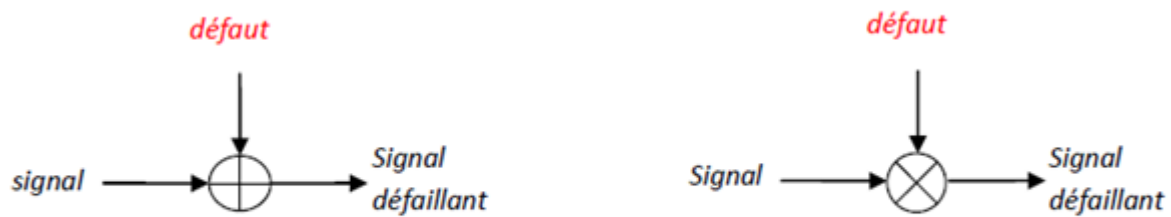


Figure I.3 Représentation additive et multiplicative des défauts.

I.4 Différents modes de fonctionnement d'un système

Un système présente généralement plusieurs modes de fonctionnement. On peut observer des modes de plusieurs types, parmi lesquels [4]:

1. **Mode de fonctionnement nominal:** est le mode où l'équipement ou le système industriel remplit sa mission dans les conditions de fonctionnement requises par le constructeur.
2. **Mode de fonctionnement dégradé:** Correspond soit à l'accomplissement partiel de la mission, soit à l'accomplissement de celle-ci avec des performances moindres. En d'autres termes, il y a eu une dégradation dans le système mais pas de défaillance.
3. **Mode de défaillance:** Correspond à des mauvais fonctionnements du système, c.-à-d. qu'il y a eu défaillance soit après dégradation soit défaillance brusque.

I.5 Système tolérant aux défauts [5]

Un système tolérant aux défauts a pour but de maintenir la stabilité du système par compensation d'effet des défauts, d'une part, elle garantit le bon fonctionnement du système et d'autre part elle assure la sécurité humaine et matérielle.

La tâche principale qui incombe à la commande tolérante aux défauts est de synthétiser des lois de commande avec une structure permettant de garantir la stabilité et les performances du système, non seulement lorsque tous les composants de la commande sont opérationnels, mais aussi lorsque des capteurs ou des actionneurs sont défaillants.

I.6 Classification des approches de la commande tolérante aux défauts

Les techniques de commande tolérantes aux défauts sont divisées en deux grandes classes comme le montre la figure I.4: la classe de commande tolérante aux défauts passive (Passive

Fault Tolerant Control PFTC) et classe de commande tolérante aux défauts active (Active Fault Tolerant Control AFTC) [3] (figure I.4).

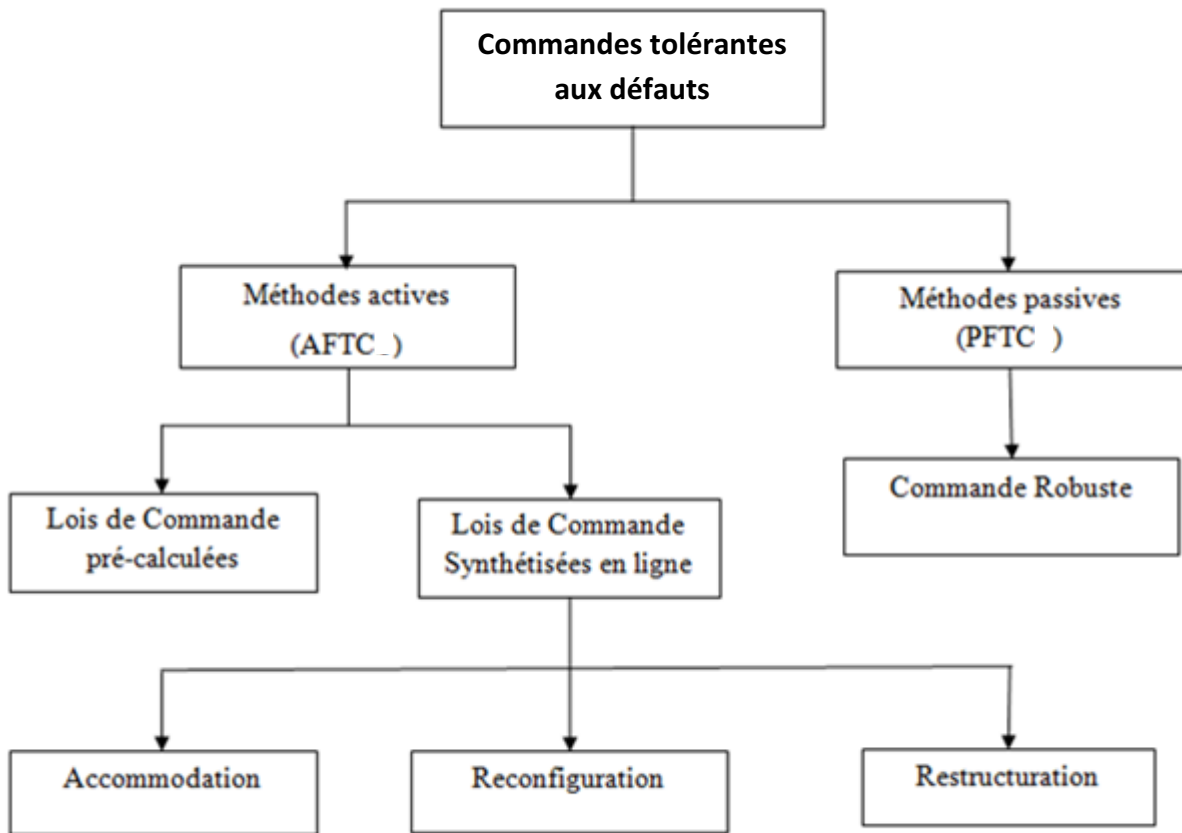


Figure I.4 Classification des approches de la commande tolérante aux défauts

I.6.1 Commande tolérante aux défauts passive (Passive Fault Tolerant Control, PFTC)

Dans cette approche passive, les contrôleurs sont synthétisés de façon à être robustes à certains défauts. L'idée principale est de faire en sorte que le système de commande doit être capable à tolérer ce genre de défauts sans modifier la stratégie de commande ni les paramètres du contrôleur. Cette approche ne nécessite aucun schéma de détection de défauts ni de reconfiguration de la loi de commande [6].

L'inconvénient de cette technique réside dans le fait que sa capacité de tolérance est restreinte à quelques défauts. Une connaissance a priori des défauts est nécessaire pour la conception de la commande [3].

I.6.2 Commande tolérante aux défauts active

Contrairement à l'approche passive, l'approche active réagit à l'apparition d'un ou de plusieurs défauts, elle contient deux blocs : un bloc de diagnostic pour détecter et localiser les défauts qui affectent le système, un bloc de reconfiguration de la loi de commande qui permet de changer la structure du régulateur afin de compenser l'effet des défauts et préserver la stabilité et les performances du système. Dans certaines circonstances, une dégradation des performances peut être acceptée [7].

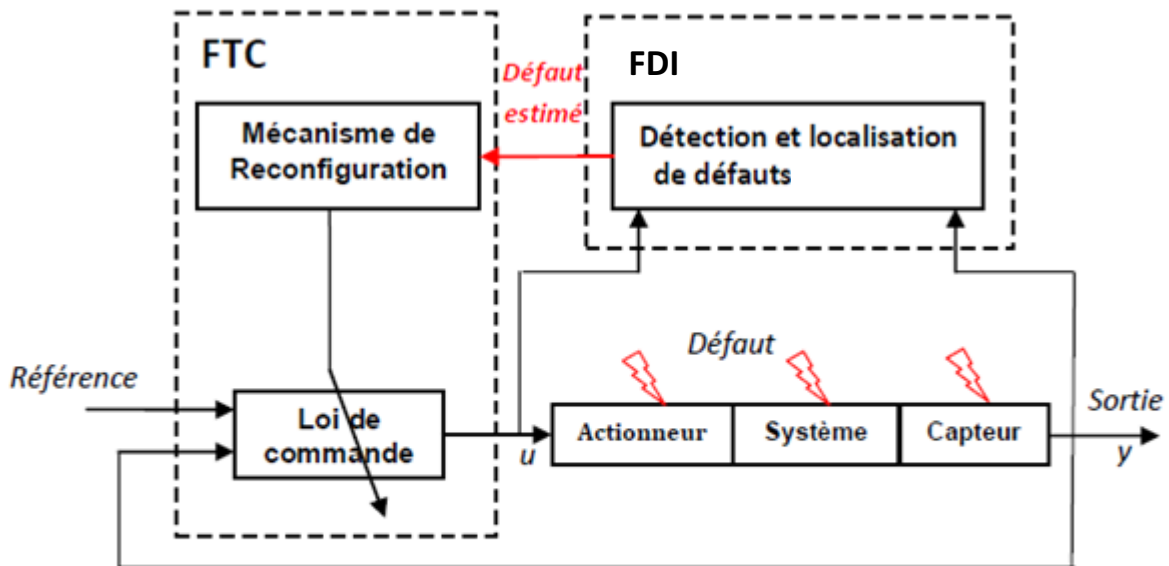


Figure I.5 schéma d'une commande tolérante aux défauts active.

Les lois de commande active s'inspirent de deux lois de commande [5] :

a) Lois de commande pré-calculées:

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. Cela ne semble pas raisonnable dans le cas d'un nombre important de défauts car il faut également un nombre important de régulateurs à synthétiser, de ce fait, nous nous intéressons à la seconde approche fondée sur la synthèse d'une nouvelle loi de commande en ligne.

b) Lois de commande synthétisées en ligne:

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

b.1 L'accommodation des défauts

Uniquement les défauts de faibles amplitudes sont pris en compte par l'accommodation, 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, sans modifier la structure du système.

b.2 La reconfiguration du système

Elle est utilisée dans le cas où les parties défailtantes (actionneurs, capteurs ou régulateurs) ne peuvent pas être accommodées. Elle est caractérisée par la modification des entrées/sorties entre la loi de commande et le système à contrôler à travers un changement des paramètres et de la structure de la loi de commande.

b.3 La restructuration du système

Elle est utilisée lorsqu'il n'existe pas de solution au problème de commande en utilisant l'accommodation et la reconfiguration, la structure et les paramètres de la loi de commande sont modifiés.

I.7 Modélisation des défauts [8]

On considère le modèle linéaire d'un procédé dont la représentation d'état est comme suit:

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

Où $x(t)$ représente le vecteur d'état, $u(t)$ le vecteur de commandes et $y(t)$ le vecteur de sorties du système, tels que : $x \in R^n$, $u \in R^m$, et $y \in R^p$, et les matrices A, B et C sont de dimensions $n \times n$, $n \times m$ et $n \times p$, respectivement.

Alors les défauts sont modélisés de la manière suivante:

- Les défauts d'actionneurs sont modélisés comme des signaux additifs aux signaux d'entrée.
- Les défauts du système ou de composants sont modélisés comme une dynamique additionnelle avec une matrice de distribution.
- Les défauts de capteurs sont modélisés par des signaux additifs aux signaux de sortie.

Le système avec défauts se met sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B(u(t) + f_a(t)) + Hf_p(t) \\ y(t) = Cx(t) + f_c(t) \end{cases} \quad (I.2)$$

Où $f_a(t)$, $f_p(t)$ et $f_c(t)$ représentent respectivement les défauts d'actionneurs, les défauts des composants et défauts des capteurs, $f_a(t) \in R^{m \times 1}$, $f_p(t) \in R^{c \times 1}$, $f_c(t) \in R^{p \times 1}$. La matrice H est dite matrice de distribution de $f_p(t)$.

I.7.1 Modélisation en présence des perturbations

Le système est soumis aux défauts, aux incertitudes de modélisation mais aussi aux perturbations et bruits qui sont la plupart du temps des entrées inconnues, donc le système avec défauts et perturbations se met sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B(u(t) + f_a(t)) + Hf_p(t) + Ed_a(t) \\ y(t) = Cx(t) + f_c(t) + d_c(t) \end{cases} \quad (I.3)$$

Où $d_a(t) \in R^{d \times 1}$, et $d_c(t) \in R^{p \times 1}$ représentent respectivement les perturbations et les bruits affectant le système. La matrice E est dite matrice de distribution de $d_a(t)$.

I.8 Notions fondamentales sur le diagnostic de défauts

Le diagnostic de défauts est une procédure qui consiste à détecter, localiser et identifier un composant ou un élément défectueux dans un système dynamique. Il comprend trois étapes successives [3] (figure I.6) :

- La détection du défaut,
- Localisation du défaut,
- L'identification du défaut.

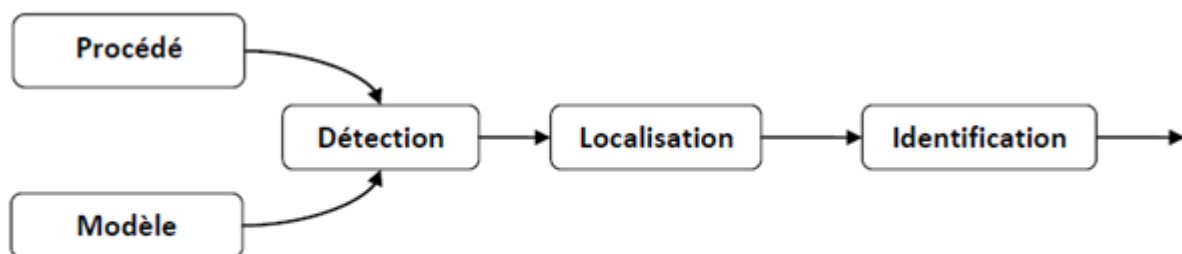


Figure I.6 Procédure de détection, localisation et d'identification des défauts

1.8.1 Détection de défauts: Détermination de façon rapide et fiable de l'existence d'un défaut dans le système ainsi que son instant d'occurrence [3].

1.8.2 Localisation de défauts: Après la détection du défaut, la localisation permet de déterminer le composant défectueux, et son instant. L'idée est de construire des résidus sensibles à certains défauts et insensibles aux autres. On distingue dans la littérature deux types de résidus: résidus structurés et résidus directionnels [3].

1.8.3 Identification de défaut: Elle consiste à estimer l'amplitude et l'évolution temporelle de défaut ce qui permet de mettre en œuvre des systèmes de commande tolérants aux défauts, afin de compenser l'effet des défauts [3].

Remarque I.1

Le problème de la localisation réside dans le fait qu'une panne peut résulter d'un ou de plusieurs défauts d'où la difficulté de détermination de son origine.

Remarque I.2

L'identification de défaut n'est réalisée que lorsqu'une action de reconfiguration de la commande est envisagée. En effet, beaucoup de système de diagnostic ne réalise que les deux premières tâches (détection et localisation du défaut).

I.9 Classification des méthodes de diagnostic

Différentes méthodes pour la détection des anomalies ont été proposées dans la littérature. Elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés et les connaissances utilisées pour vérifier la cohérence entre les observations réelles et de références. Ces dernières se répartissent en deux classes: les méthodes avec modèle et les méthodes sans modèle. Nous présentons une classification des principales méthodes de diagnostic rencontrées dans la littérature.

I.9.1 Méthodes avec modèle mathématique

Ces méthodes nécessitent une connaissance approfondie du système physique. Elles consistent à fournir quelques outils basés sur le modèle analytique pour la mise en œuvre d'un système de surveillance, destiné à la détection, la localisation et à la reconstruction des défauts d'un procédé industriel [4]. Elles reposent sur la génération et l'étude d'un signal particulier appelé **indicateur de défaut** ou **résidu**. Ces méthodes ont un rôle très important dans la reconfiguration de la commande. Comme le montre la figure I.7, ce type de méthodes est généralement réalisé en deux étapes: génération des résidus puis analyse et évaluation des

résidus grâce à un système de décision. Le rôle de ce système de décision est de déterminer si le résidu est significatif pour décider de l'existence d'un défaut [2].

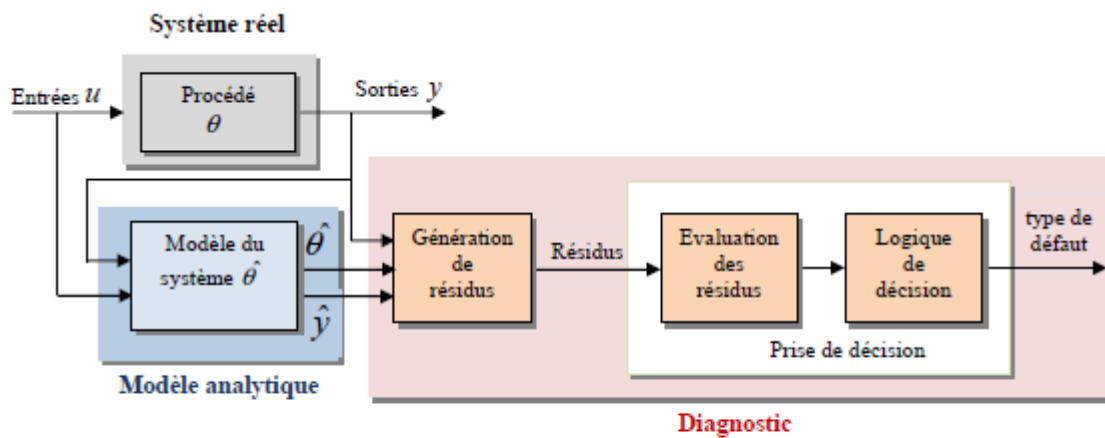


Figure I.7 : Diagnostic à base de modèle.

- **La Génération des résidus** [9]

Les résidus sont des signaux indicateurs de la présence de défauts. Ils sont sensibles uniquement aux défauts. Cependant, des perturbations sont susceptibles d'agir sur ces derniers, ce qui peut entraver leur utilisation pour détecter et localiser les défauts. Cela pose le problème de robustesse des résidus vis-à-vis des perturbations inconnues et incertitudes de modélisation. Deux approches sont possibles:

- Génération d'ensemble de résidus structurés:** La structuration des résidus représente une façon de renforcer leur performance. Un sous ensemble de résidus est alors destiné à un défaut particulier. L'avantage de la structuration des ensembles de résidus est de simplifier leur analyse, pour déterminer lequel d'entre eux est devenu nul [9].
- Génération de résidus directionnels:** La génération de résidus directionnels consiste à concevoir, pour chaque défaut des résidus de sorte que leurs vecteurs restent confinés dans une direction spécifique de l'espace des résidus. En absence du défaut, le module de vecteur résidu est nul, le problème d'isolation dans ce cas, consiste à déterminer le défaut dont la direction du vecteur résidu généré est la plus proche parmi tous les autres défauts [9] (figure I.8).

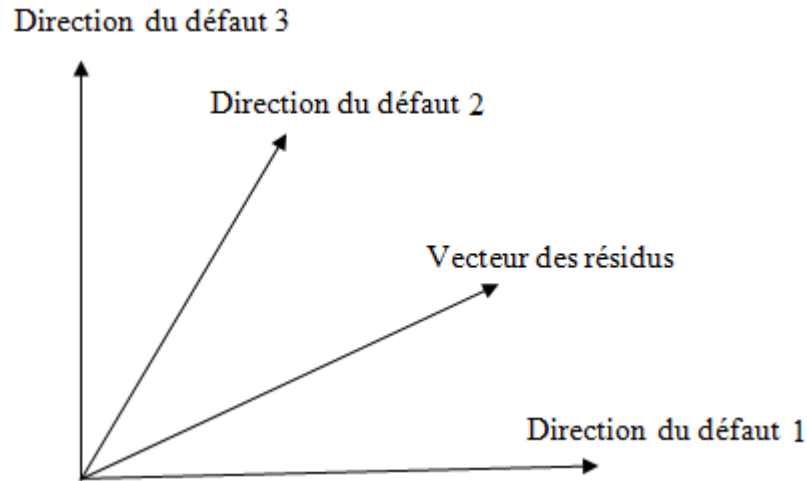


Figure I.8 Structure des résidus directionnels

- **Prise de décision**

Cette phase consiste à analyser les résidus pour détecter et localiser la présence ou non d'un ou de plusieurs défauts sur le procédé et éventuellement isoler l'élément défaillant. Donc cette étape permet de classer l'infinité des comportements possibles des résidus en plusieurs catégories représentant les différentes situations du défaut. La qualité de la détection dépend généralement de deux paramètres essentiels qui sont la fausse alarme et la non détection.

On parle de localisation quand on est, de plus, capable de préciser la nature du ou des défauts occurrence. Comme pour la génération de résidus, il existe plusieurs méthodes permettant la satisfaction de cette tâche [2].

Plusieurs méthodes de diagnostic à base du modèle ont été proposées, on distingue:

1.9.1.1 Méthode d'estimation paramétrique [10]

Cette méthode considère que l'influence des défauts se reflète sur les paramètres qui gouvernent le comportement dynamique du système. Son principe consiste à estimer en continu des paramètres du procédé en utilisant les mesures d'entrées/sorties et en évaluant la distance qui les sépare des valeurs de référence de l'état normal du procédé. Un des inconvénients majeurs de la méthode réside dans la nécessité d'avoir un système physique excité en permanence. Ceci pose donc des problèmes d'ordre pratique dans le cas de procédés dangereux, coûteux ou fonctionnant en mode stationnaire. De plus, les relations entre les paramètres mathématiques et physiques ne sont pas toujours inversibles de façon unitaire, ce qui complique la tâche du diagnostic basé sur les résidus.

1.9.1.2 Méthode basée sur l'espace de parité

Cette méthode exploite la redondance analytique existante dans les équations d'état lorsque celles-ci sont écrites sur un horizon d'observation. Une relation de redondance analytique est une équation dans laquelle toutes les variables sont connues, elle doit être sensible aux défauts et insensible aux perturbations. Le vecteur de résidus est alors généré en projetant les mesures observées sur cet horizon dans un espace appelé espace de parité à l'aide d'un vecteur appelé vecteur de parité. En fait, l'espace de parité est un espace que le vecteur d'état du système non perturbé ne peut atteindre [10][11].

1.9.1.3 Méthode à base d'observateur (estimation d'état)

La génération du vecteur de résidus $r(t)$ à l'aide d'une estimation d'état consiste à comparer des fonctions de sorties estimées avec les mêmes fonctions de sorties mesurées. $r(t)$ est alors généré en formant la différence entre les sorties estimées et les sorties réelles.

L'observateur peut être considéré comme un modèle placé en parallèle avec le système où l'écart en sortie est pondéré dans le but d'obtenir des résultats plus pertinents [10][11].

1.9.2 Méthodes sans modèle mathématique du système

Ces méthodes supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire le système. Elles reposent sur le savoir-faire et l'expérience de l'opérateur humain, nommées par méthodes de reconnaissance de formes qui se résume par :

- les réseaux de neurones;
- la logique floue;
- les réseaux neuro-flous;
- les systèmes experts;
- les méthodes de traitement du signal.

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre, en premier temps, nous avons donné quelques notions sur les différents types de défauts ainsi que leurs modélisations. Ensuite, nous nous sommes intéressés à une présentation des systèmes tolérants aux défauts et l'objectif de la commande tolérante aux défauts. Cette dernière est classée en deux catégories: la commande tolérante aux défauts passive et active. Les méthodes passives sont basées sur les techniques de conception d'une loi de commande robuste. En revanche, les méthodes actives permettent de traiter des défauts inattendus et nécessitent une commande reconfigurable et un module de diagnostic. Par la suite nous avons présenté les différentes étapes de diagnostic ainsi que les différentes méthodes associées. Celles-ci sont divisées en deux classes: Méthodes à base de modèle mathématique et autres sans modèle mathématique.

La machine asynchrone joue un rôle important dans l'industrie en raison de ses nombreuses qualités, principalement sa robustesse et son faible coût. Néanmoins, des modes de fonctionnement dégradés peuvent apparaître durant l'utilisation de la machine, ceci est dû aux différents défauts engendrés par des contraintes de fonctionnement (thermiques, électrique, mécanique, etc). Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la machine asynchrone et sa modélisation en absence et en présence de défauts.

II.1 Introduction

La machine asynchrone (MAS) est la plus utilisée dans les applications industrielles pour convertir l'énergie électrique en énergie mécanique ; vu ses nombreux avantages tels que sa fiabilité et sa robustesse. Malgré ça, elle peut présenter comme toute autre machine électrique, des défaillances de différentes natures (thermiques, électriques, mécaniques et d'environnement).

La machine asynchrone est donc soumise aux différents défauts qui peuvent mener à des dégâts matériels ou corporels considérables. Il est donc nécessaire de mettre en œuvre des systèmes de diagnostic et de commande tolérante aux défauts afin d'assurer, la sécurité humaine et un bon fonctionnement.

Dans ce chapitre, nous commençons d'abord par des définitions fondamentales sur les éléments constituant la machine asynchrone. Ensuite, nous évoquons les défauts pouvant affecter la machine. Puis, nous présentons les différentes méthodes de diagnostic de la machine asynchrone. Enfin, nous terminons ce chapitre par les modèles de la machine en absence et en présence de défauts.

II.2 Description de la machine asynchrone [12]

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Du point de vue mécanique, ces machines peuvent être décomposées en trois parties distinctes :

- **Le stator**: Partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique;
- **Le rotor**: partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique;
- **Les paliers**: partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre du moteur.



Figure II.1. a Photo d'une machine asynchrone avec le Stator et le Rotor qui la constituent

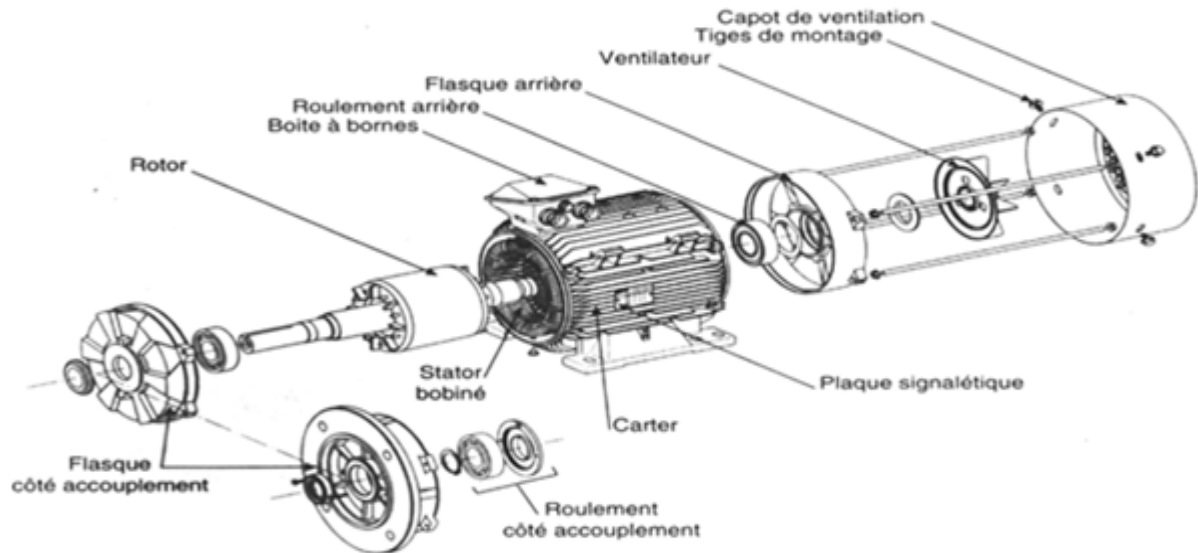


Figure II.1.b Vue de coupe de la machine asynchrone

II.2.1 Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce dernier est constitué d'un empilage de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques [5]. Ces tôles, sont découpées en une seule pièce dans les petites machines, par contre, pour les machines de puissance plus importante, sont découpées par section. Elles sont recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault [6].

Pour former le circuit magnétique statorique, les tôles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudure. Lorsque cette étape de l'assemblage est terminée, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriquée, ondulée ou concentrique [7].

L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches.

L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone [6] (figure II.2).



Figure II.2 stator de la machine asynchrone

II.2.2 Le rotor

Le rotor se compose d'un cylindre de tôles poinçonnées à leur périphérie intérieure pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs, il est séparé du stator par un entrefer très court d'ordre de 0,4 à 2 mm seulement, il existe deux types de rotor: rotor à cage d'écureuil et rotor bobiné.

- **Rotor à cage d'écureuil**

Le circuit électrique du rotor peut être simplement constitué de barres en cuivre ou en aluminium, logées dans des encoches régulièrement espacées à la périphérie de l'entrefer. Ces barres sont reliées entre elles à chacune des extrémités du rotor par un anneau de court-circuit. Le rotor à cage peut être comme un enroulement polyphasé (figure II.3).

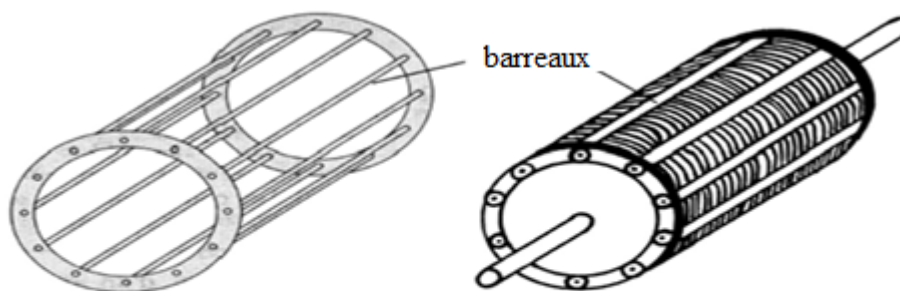


Figure II.3 rotor à cage d'écureuil, la cage vide de fer à gauche et emplie de rondelles de fer à droite

- **Rotor bobiné**

Le bobinage du rotor est un enroulement polyphasé semblable à celui du stator, connecté en étoile afin d'empêcher toute circulation du courant entre les phases rotoriques, il est relié à des bagues fixées sur l'arbre de la machine. Des balais frottant sur ces bagues relient électriquement l'enroulement rotorique à des résistances situées à l'extérieur de la machine.

II.2 .3 Les paliers

Les paliers sont constitués de roulements à billes et de flasques. Les roulements à billes sont insérés à chaud sur l'arbre, permettant ainsi d'assurer le guidage en rotation de l'arbre. Les flasques, moulés en alliage de fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage.

II. 3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone [13]

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Le stator est constitué schématiquement de trois bobinages décalés de $\frac{2\pi}{3}$ et alimentés par un système de tensions équilibrées de fréquence f .

Ces trois bobines créent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme $\frac{\omega_s}{p}$ ou $\frac{2\pi f}{p}$ qui se répartit sinusoidalement dans l'entrefer de la machine où p est le nombre de paires de pôles et ω_s la pulsation propre.

Dans le cas d'une machine asynchrone à cage d'écurie, le rotor est constitué par un ensemble de barres longitudinales court-circuitées par deux anneaux et n'est pas accessible de l'extérieur. Ce fait explique sa robustesse par rapport aux autres machines électriques, mais aussi les difficultés rencontrées pour la commander. Par la suite, on considère que le rotor en court-circuit est équivalent à un enroulement triphasé. Quand le rotor tourne à la vitesse Ω , les courants rotoriques ont pour pulsation $\omega_s - \omega$.

Si $\omega_s = \omega$ le rotor serait soumis à un champ fixe dans son espace, avec conséquence la nullité des courants induits et du couple électromagnétique. On parle alors de synchronisme. Ainsi la vitesse du rotor Ω est nécessairement inférieure à $\frac{\omega_s}{p}$ en fonctionnement normal. La différence $\omega_s - \omega$ est appelé pulsation de glissement et donne une image du couple.

II.4 Principales défaillances de la machine asynchrone

Bien que la machine asynchrone est considérée robuste, elle présente quand même des défauts qui peuvent être classés en trois groupes [14]:

- **Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts:** surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage 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.

Le tableau suivant nous donne plus d'éclaircissements sur les origines de défauts des machines électriques [15]:

Défaillances des machines électriques	Internes	Mécaniques	Contact entre le rotor et le stator
			Défauts des roulements
			Excentricité
		Electriques	Mouvement des enroulements et des tôles
			Défaillance au niveau d'isolation
			Rupture de barre
	Externes	Mécaniques	Défaillance au niveau du circuit magnétique
			Charge oscillante
			Surcharge de la machine
		Environnementales	Défaut de montage
			Humidité
			Température
Electriques	Propreté		
	Fluctuation de la tension		
	Sources de tensions déséquilibrées		
			Réseau bruité

Tableau II.1 : Défauts des machines électriques selon leurs origines

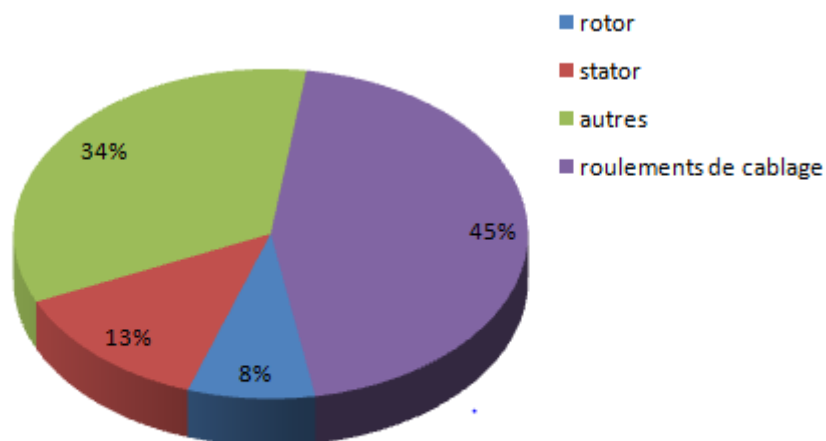


Figure II.4 Répartition des pannes de la machine asynchrone

II.4.1 Les défaillances mécaniques

Sont en général les plus rencontrées parmi tous les défauts qui affectent la machine asynchrone. Nous pouvons citer les défauts d'excentricités statiques, dynamiques et mixtes ou encore les défauts de roulement.

II.4.1.1 Défauts de roulements [14]

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface mécanique entre le stator et le rotor. En plus, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Ce type de défaut est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure des roulements et plus précisément à une dégradation des billes, ou de la bande de roulement. Ses causes possibles sont l'usure due au vieillissement, une température de fonctionnement élevée, la perte de lubrification, l'huile contaminée (par des paillettes métalliques issues de la dégradation des billes ou de la bande de roulement), le défaut de montage, les courants d'arbres.

Ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes supplémentaires et un frottement entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinal de la machine. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du rotor.

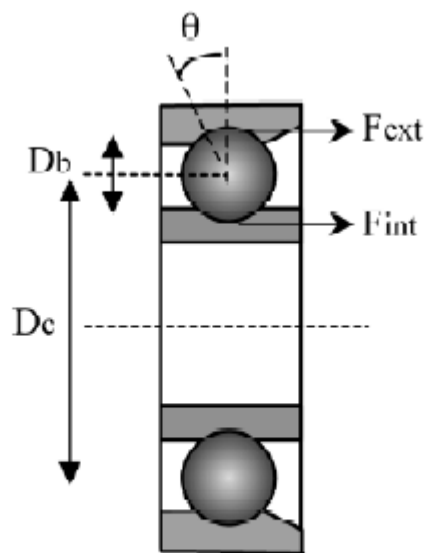


Figure II.5 Caractéristiques géométriques d'un roulement

Ainsi, nous avons:

$$F_{ext} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 + \frac{D_b}{D_c} \cos(\theta) \right] \quad (II.1)$$

F_{ext} : C'est la fréquence de passage d'un élément roulant sur un défaut de bague extérieure.

$$F_{int} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 - \frac{D_b}{D_c} \cos(\theta) \right] \quad (\text{II.2})$$

F_{int} : C'est la fréquence de passage d'un élément roulant sur un défaut de bague intérieure, supposée montée sur l'arbre tournant.

Avec [16]:

n_b : Le nombre d'éléments roulants (billes, rouleaux ou aiguilles).

D_b : Diamètre des billes.

D_c : Diamètre du centre des billes.

θ : Angle de contact de bille avec la cage.

f_r : La fréquence de rotation de la bague interne (la bague externe étant supposée fixe).

II.4.1.2 Défauts d'excentricité [14]

L'excentricité d'une machine asynchrone est un phénomène qui évolue dans le temps et qui existe dans sa fabrication, ce qui induit un décentrement du rotor par rapport au stator. Il est dû soit au positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage ou bien au défaut de fabrication (usinage), et se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor).

Les défauts d'excentricité modifient le comportement magnétique et mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité induit, d'une part l'augmentation des forces électromagnétiques qui agissent sur le stator. D'une autre part, augmente le risque de frottement entre le stator et le rotor [17].

Trois catégories d'excentricité sont généralement distinguées [15]:

- a) **L'excentricité statique**: généralement due à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator. La cause principale est le défaut de centrage des flasques (figure II.6.a).
- b) **L'excentricité dynamique**: elle a un centre de rotation du rotor différent du centre géométrique du stator, mais, de plus, le centre du rotor tourne autour du centre de symétrie du stator. Ce type d'excentricité est causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration des roulements à billes (figure II.6.b).
- c) **L'excentricité mixte**: est l'association des deux cas présentés ci-dessus. En pratique ce dernier type de défaut est le plus fréquent (figure II.6.c).

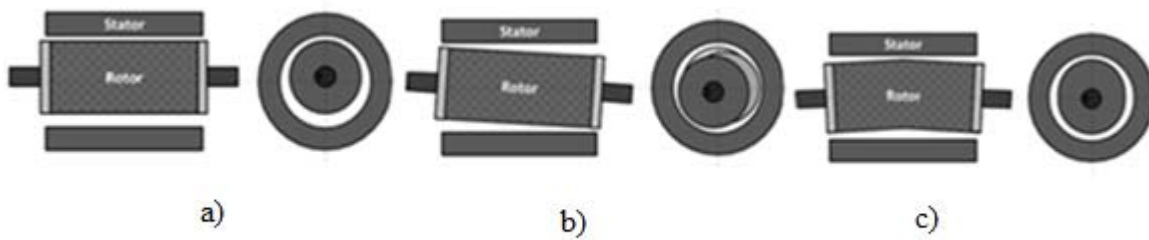


Figure II.6 Les trois catégories d'excentricité

II.4.2 Défaillances électriques [18]

Les défaillances électriques, au niveau du stator ou au niveau du rotor, peuvent avoir plusieurs formes et plusieurs causes. A titre d'exemple, le déséquilibre des tensions d'alimentation de la machine ou encore les démarrages fréquents provoquent un échauffement excessif des bobinages statoriques conduisant à terme à une destruction locale de l'isolant. De même, les électrodynamiques que subissent les conducteurs des phases, se traduisent par des vibrations mécaniques ayant pour effet de détériorer l'isolant. Sur le plan électrique, les fronts de tension générés par les convertisseurs statiques accentuent le phénomène et réduisent, par conséquent, la durée de vie de l'isolant des conducteurs. Quant aux origines environnementales, nous pouvons citer l'humidité, les produits corrosifs ou abrasifs.

II.4.2.1 Les défauts au stator [19]

Les défauts au stator peuvent être à l'origine d'un problème électrique, thermique, mécanique ou environnemental. Ces problèmes engendrent principalement des défauts d'isolation qui, à leurs tours provoquent au niveau de la machine asynchrone des défauts qui peuvent être des courts-circuits entre spires des enroulements de la même phase ou de phase différentes, des courts-circuits phase-terre, une ouverture de phase qui provoque une dissymétrie au niveau du stator, ou encore un déséquilibre dans les tensions d'alimentation. La figure II.7 représente de manière significative les différents types de court-circuit pouvant affecter le stator de la machine asynchrone.

Ce type de défauts entraîne l'apparition d'une série d'harmoniques dans le spectre du flux axial donnée par [20]:

$$f_{st} = \left(K \pm \frac{n(1-s)}{p} \right) f_s \quad (\text{II.3})$$

f_{st} : Fréquence des défauts au stator, avec $K=1,3$ et $n= 1, 2,3... (2p-1)$.

p : est le nombre de paires de pôles.

s : est le glissement.

f_s : est la fréquence d'alimentation.

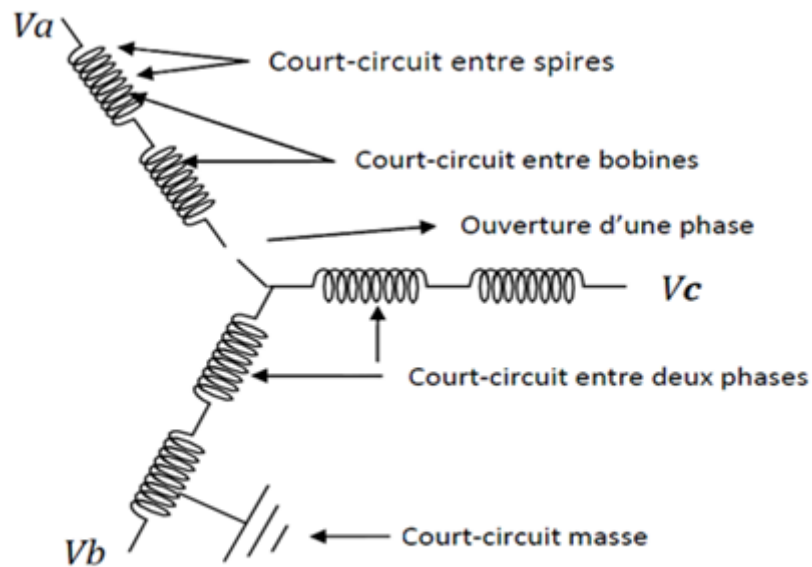


Figure II.7 Les courts circuits dans les enroulements statorique

II.4.2.2 Défauts au rotor

Les mêmes défauts qu’au stator peuvent se retrouver dans un rotor bobiné. En revanche pour un rotor à cage d’écureuil, les défauts peuvent être une rupture de barre ou encore une rupture d’anneaux de court-circuit [19].

Le résultat de la dissymétrie due à un défaut de barre(s) cassée(s) réside dans la création d’un champ tournant de sens opposé à celui généré par le stator, et cela à la fréquence de glissement. Par conséquent, il y aura création des courants supplémentaires dans le bobinage statorique à des fréquences induites [20] :

$$f_{bc} = [1 \pm 2Ks]f_s \tag{II.4}$$

Avec:

f_{bc} : fréquence de la barre cassée.

K : est le nombre entier.

s : est le glissement.

f_s : est la fréquence d’alimentation.

- Le signe(+) indique la conséquence des oscillations en vitesse.
- Le signe(−) indique la présence du défaut rotor (barres cassées).

D’autres composantes spectrales peuvent apparaitre dans le spectre du courant statorique à des fréquences données par l’expression suivante:

$$f_{bc} = \left[\left(\frac{K}{p} \right) (1 - s) \pm s \right] f \quad (Hz) \tag{II.5}$$

Avec:

K : est le nombre entier.

s : est le glissement.

p : est le nombre de paires de pôles.

$\frac{K}{p}$: égal à 1,3,5,...

f : fréquences détectables dans le spectre du courant.

II.4.2.2.1 Ruptures de barres [14]

La cassure ou rupture de barres est l'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 de court-circuit. 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 (figure II.8.a).

La rupture d'une barre n'induit pas l'arrêt immédiat de la machine, du fait que le courant de la barre cassée se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées qui peuvent engendrer leurs ruptures et ainsi de suite, jusqu'à l'arrêt de la machine [17].

II.4.2.2.2 Ruptures d'anneaux [14]

La rupture d'une portion d'anneau de court-circuit dans une machine asynchrone à cage, est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voire 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 (figure II.8.b).

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.

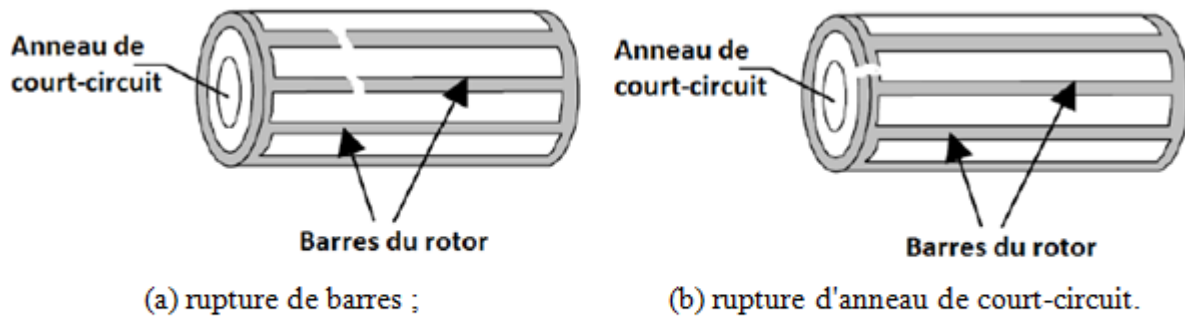


Figure II.8 : Défaut d'un rotor à cage d'écureuil

Remarque II.1: Parmi les causes principales de défauts de cassure de barres et d'anneaux, qui sont les plus rencontrés au niveau de la machine asynchrone, on peut citer:

- L'augmentation de la température due à une surcharge de la machine.
- Les efforts magnétiques provoqués par les forces électromagnétiques.
- Les efforts résiduels dus aux problèmes de fabrication.
- Des efforts environnementaux provoqués par la contamination et l'abrasion du matériel rotorique dues aux produits chimiques ou à l'humidité.
- L'environnement hostile dans lequel la machine fonctionne.

II.5 Conséquences des défauts de la machine asynchrone

Les défauts qui surviennent dans les machines asynchrones conduisent à de multiples problèmes qui affectent la rentabilité de l'installation globale, et qui peuvent aller jusqu'à l'arrêt total. On cite parmi les conséquences des défauts [21]:

- Flottements au niveau du couple et de la vitesse.
- Augmentation d'utilisation du courant.
- Déséquilibre au niveau de la tension et du courant de ligne.
- Augmentations des arrêts non programmés, des pertes de production, et par conséquent, du rendement global.

II.6 Méthodes de diagnostic des défauts dans la machine asynchrone [22]

La maintenance nécessite de connaître les régimes de fonctionnement des systèmes alors que la surveillance donne une réponse aux besoins d'information de la maintenance dans le but de garantir le bon fonctionnement des systèmes. Le diagnostic s'intègre à la surveillance en ayant pour objectif de déterminer les causes de dysfonctionnement.

Le diagnostic des défauts nécessite d'obtenir des symptômes caractéristiques du fonctionnement du système surveillé et de les analyser pour en déduire l'état du système.

L'établissement des symptômes se fait, souvent, en référence à la connaissance du comportement sain dont on dispose.

II.6.1 Diagnostic des défauts basé sur l'analyse spectrale des signaux [23]

L'analyse spectrale est utilisée pour détecter des défaillances dans les machines électriques, particulièrement les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les courts-circuits dans les bobinages. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation.

La surveillance par analyse spectrale de la machine asynchrone consiste donc à effectuer une simple transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine. L'analyse spectrale des signaux est la plus utilisée pour le diagnostic du défaut rotorique. Les grandeurs accessibles et mesurables d'une machine asynchrone peuvent être:

- Les courants absorbés
- Le flux de dispersion
- La tension d'alimentation
- Le couple électromagnétique
- La vitesse rotorique
- Les vibrations
- La tension de neutre.

II.6.1.1 Diagnostic par l'analyse du courant statorique [24]

L'analyse spectrale du courant statorique consiste à analyser le courant dans le domaine fréquentiel. En règle générale, la seule grandeur intéressante accessible au stator est le courant, et l'intérêt de son analyse est de pouvoir détecter et identifier l'élément défectueux.

L'intérêt de cette méthode réside dans la simplicité du capteur utilisé, elle permet de suivre les harmoniques produites par le défaut, sachant que ces harmoniques varient en amplitude et en fréquence avec l'état de charge et le degré de sévérité du défaut, sans interrompre le fonctionnement de la machine ce qui facilite beaucoup la surveillance de celle-ci. Le spectre du courant dans le cas où la machine est saine contient l'harmonique fondamentale et ceux d'encoches rotoriques ainsi que d'autres harmoniques avec de faibles amplitudes. Par contre, on observe l'apparition d'autres harmoniques lorsqu'une barre est rompue ou lorsqu'il s'agit d'un défaut d'excentricité. La présence de ces harmoniques à des amplitudes élevées serait révélatrice de l'existence de l'un de ces deux défauts. L'analyse spectrale est basée sur l'utilisation de la transformée de Fourier rapide pour obtenir le spectre du courant.

II.6.1.2 Diagnostic par mesure du flux magnétique axial [24]

Pour une machine idéale, la valeur du flux magnétique axial (au niveau de l'arbre) est nulle. Mais en pratique, cette valeur n'est pas atteinte à cause des défauts de fabrication ou la non homogénéité des sections des barres rotoriques. Ces problèmes produisent un flux de dispersion axial (flux magnétique de fuites) qui peut être utilisé pour la détection des différents défauts qui surgissent dans le moteur asynchrone tels que:

- les ruptures des barres et des anneaux de court-circuit,
- les courts-circuits entre spires statoriques,
- les coupures de phases.

Une ou plusieurs bobines exploratrices sont placées symétriquement autour de l'arbre où elles permettent de détecter le flux de fuites axial. Ces bobines sont le siège de tensions induites par le flux de fuites. Les tensions sont captées et analysées, puis comparées à celles d'un moteur sain. Le problème de cette technique est qu'elle manque de souplesse et nécessite un montage spécial. Elle est généralement utilisée pour la prévention contre les défauts dans des cas particuliers (les défauts des alternateurs et des moteurs de grande puissance).

II.6.2 Estimation paramétrique [25]

Cette approche est basée sur des modèles paramétriques d'un procédé. Quel que soit le modèle utilisé (modèle de connaissance ou de représentation) il fait intervenir un certain nombre de paramètres dont les valeurs numériques sont généralement inconnues. Les méthodes d'estimation paramétrique permettent l'obtention des paramètres à l'aide d'une structure du modèle et des mesures disponibles. Cette technique considère que l'apparition d'une anomalie au sein du système entraîne une modification de son comportement d'où résulte une évolution significative de certains paramètres par rapport à leurs valeurs nominales. Le principe de cette approche consiste à estimer en temps réel les paramètres d'un procédé en utilisant les mesures entrée/sortie et en évaluant l'écart qui les sépare des valeurs nominales.

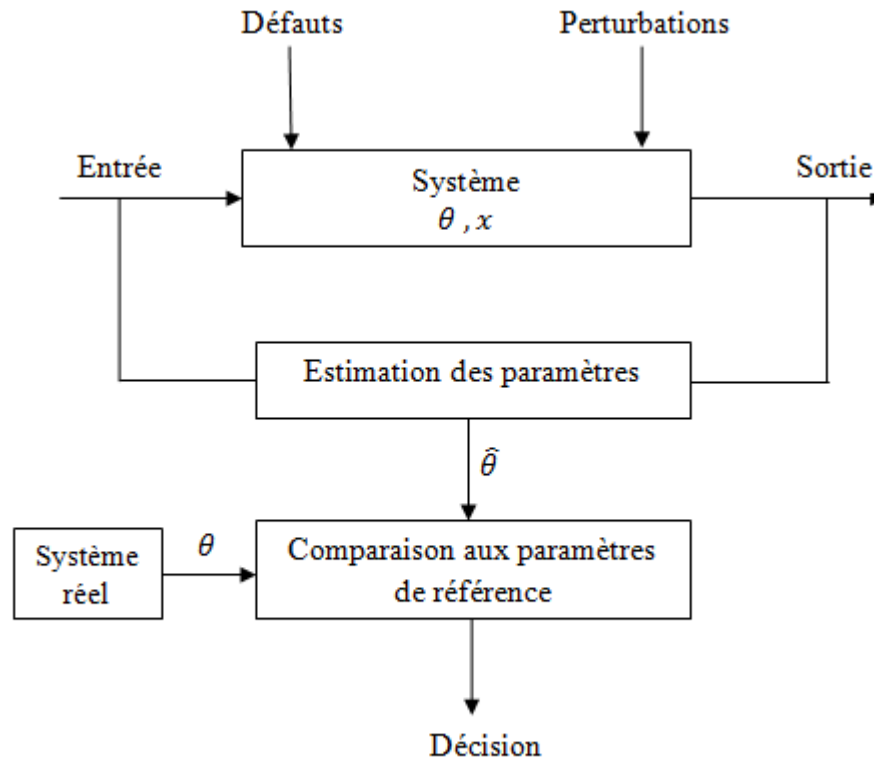


Figure II.9 Principe de l'approche par estimation de paramètres

II.6.3 La méthode d'espace de parité [25] [26]

La méthode de l'espace de parité a été l'une des premières méthodes employées à des fins de détection et localisation des défauts. Cette approche de parité se base sur la vérification de la cohérence (parité) des modèles du procédé surveillé avec les mesures issues de capteurs et des entrées connues (consignes, signal de commande, etc). Elle consiste à réécrire les équations d'état et de mesure afin de ne garder que des variables connues (commandes et sorties). Le principe est d'exprimer une mesure en fonction des autres par une relation connue. La différence pondérée entre la mesure et sa valeur prédite par le modèle du processus à surveiller est appelée résidu. L'approche par espace de parité nécessite d'avoir un modèle d'état précis et complet du procédé. Elle est plutôt adaptée pour les systèmes linéaires, et inexploitable pour les systèmes non linéaires.

II.6.4 Observateurs [27]

En automatique, un observateur d'état est une extension d'un modèle représenté sous forme d'état. La mise en œuvre du diagnostic a toujours besoin de capteurs permettant de donner à chaque instant une valeur approximative de l'état du système. Deux types de capteurs sont utilisés: capteurs physiques qui sont parfois trop coûteux ou difficiles à réaliser pour des raisons techniques. Pour cette raison, on utilise un second type de capteurs logiciels, appelés des observateurs. Ces derniers délivrent à chaque instant une estimation en ligne des variables d'état du système. La génération de résidus ou détecteurs de défauts à l'aide

d'observateurs consiste donc à reconstruire l'état ou la sortie du processus à l'aide d'observateurs et à utiliser l'erreur d'estimation comme résidu. Cette méthode utilise toutes les entrées et sorties du système pour construire l'observateur, qui permet de détecter les défaillances des capteurs et des actionneurs.

II.6.5 Intelligence Artificielle (IA)

L'IA est un ensemble des méthodes, des outils, et des systèmes définis pour résoudre des problèmes dont leur solution nécessite de l'intelligence humaine. Le terme intelligence est défini toujours comme la capacité d'apprendre effectivement, de réagir efficacement, d'établir une bonne décision, de communiquer en langage ou bien en images d'une manière sophistiquée, et de comprendre. Alors l'IA s'intéresse à simuler l'être humain et en particulier le cerveau ainsi que sa manière de raisonnement. Parmi les domaines d'application de l'IA, on peut citer: les systèmes experts, les réseaux de neurones, la logique floue et la reconnaissance des formes, etc.

II.7 Modélisation de la machine asynchrone en absence de défauts

Le modèle d'état d'une machine asynchrone est représenté dans un repère fixe triphasé (a,b,c), et à l'aide des transformations, il peut être défini dans deux repères qui sont les plus utilisés dans la commande de la machine à induction: [3][27]

- ❖ un repère diphasé fixe par rapport au stator (α, β), lié au stator,
- ❖ un repère diphasé tournant à la vitesse du champ statorique (d, q), lié au rotor.

II.7.1 Description de la machine asynchrone [28]

La machine asynchrone triphasée comporte une partie fixe, dite stator, constituée par un empilage de tôles à faible tau de perte. Une partie mobile, dite rotor, n'est pas alimentée, elle est en court-circuit et elle peut être de deux sortes:

- Bobinée (à bagues) munie d'un enroulement généralement triphasé connecté à des bagues sur lesquelles frottent des balais.
- À cage d'écureuil, formée d'un ensemble de bagues conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux circulaires.

II.7.2 Hypothèses simplificatrices

Dans notre travail, nous considérons le cas d'une machine à cage d'écureuil, car elle est caractérisée par sa robustesse et sa simplicité de construction. Toutefois, pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses [28] [3]:

- ✓ Pas de saturation dans le circuit magnétique.
- ✓ La machine est symétrique à entrefer constant.
- ✓ Pas de phénomène de l'effet de peau (densité des courants est uniforme dans la section des conducteurs).
- ✓ Les pertes fer par hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- ✓ La répartition dans l'entrefer de la force magnétomotrice et du flux est sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer [28]:

- ✓ l'addition des flux.
- ✓ la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

II.7.3 Modélisation dans le repère fixe triphasé (abc) [29]

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué dans la figure II.10. Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase a statorique et la phase a rotorique

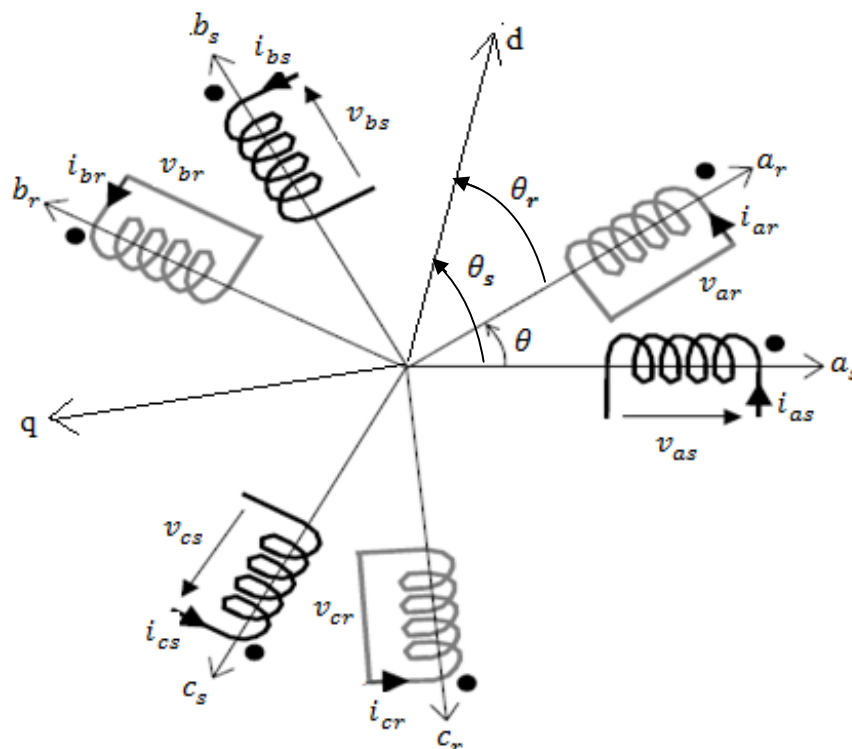


Figure II.10 Représentation des enroulements statoriques et rotoriques

Remarque II.1

Les équations du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement pour le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r).

II.7.3.1 Équations générales

La loi de Faraday permet d'écrire:

$$V = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{II.6})$$

Les équations de tension du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement pour le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit:

A. Pour le stator

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Ou sous la forme compacte comme suit:

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \phi_s \quad (\text{II.8})$$

Avec $[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$: Matrice des résistances au stator

B. Pour le Rotor

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

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Ou sous la forme compacte comme suit:

$$[V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} \phi_r \quad (\text{II.10})$$

Avec $[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$: Matrice des résistances au rotor

Tel que:

$(V_{as}, V_{bs}, V_{cs}), (V_{ar}, V_{br}, V_{cr})$: sont respectivement les tensions appliquées aux trois phases statoriques et rotoriques.

R_s, R_r : sont respectivement les résistances d'un enroulement statorique et rotorique.

$(i_{as}, i_{bs}, i_{cs}), (i_{ar}, i_{br}, i_{cr})$: sont respectivement les courants circulant dans les enroulements statoriques et rotoriques.

$(\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs}), (\phi_{ar}, \phi_{br}, \phi_{cr})$: sont respectivement les flux totaux à travers les enroulements statoriques et rotoriques.

Avec:

$[\phi_s] = [\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^T$ Vecteur des flux statoriques.

$[\phi_r] = [\phi_{ar} \ \phi_{br} \ \phi_{cr}]^T$ Vecteur des flux rotoriques.

$[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$ Vecteur des courants statoriques.

$[i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$ Vecteur des courants rotoriques.

$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$ Vecteur des tensions statoriques.

$[V_r] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$ Vecteur des tensions rotoriques.

C. Expression des flux

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux / inductance propre). Par exemple, le flux de la phase *a* statorique s'écrit :

$$\phi_{as} = l_s i_{as} + m_s i_{bs} + m_s i_{cs} + m_1 i_{ar} + m_3 i_{br} + m_2 i_{cr} \quad (II.11)$$

Alors pour toutes les phases on aura la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \\ \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

Où:

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique

m_s : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques

m_r : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

m_{sr} : L'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

$$m_1 = m_{sr} \cos \theta$$

$$m_2 = m_{sr} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$m_3 = m_{sr} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

II.7.4 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère (d,q)

1. Transformation de PARK

La transformation de Park consiste à appliquer une matrice unique de transformation $P(\theta)$ qui sera appliquée aux courants, aux tensions et aux flux du modèle triphasé de la machine asynchrone, faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes (d, q).

L'angle θ_s doit intervenir pour les grandeurs du stator et l'angle θ_R pour les grandeurs du rotor.

Les composantes relatives X_{dqo} et les composantes réelles X_{abc} sont liées par l'équation:

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{II.13})$$

Tel que:

$[X]$: peut être le vecteur des tensions, courants ou flux.

$[P]$: est la matrice de transformation directe de Park.

Où: d, q, o sont respectivement les indices des composantes directe, quadratique et homopolaire.

La matrice de Park est donnée par la relation:

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

1. Equations électriques

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{qs} + R_s i_{ds} \\
 V_{qs} &= \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{ds} + R_s i_{qs} \\
 V_{dr} &= 0 = \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{qr} + R_r i_{dr} \\
 V_{qr} &= 0 = \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{dr} + R_r i_{qr}
 \end{aligned} \tag{II.15}$$

2. Equations magnétiques

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds} &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\
 \phi_{qs} &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \\
 \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + M i_{ds} \\
 \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + M i_{qs}
 \end{aligned} \tag{II.16}$$

Les équations (II.16) peuvent être représentées sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \tag{II.17}$$

Avec:

L_s : $l_s - m_s$: Inductance propre cyclique du stator.

L_r : $l_r - m_r$: Inductance propre cyclique du rotor.

$M = 3/2 m_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Le modèle de la machine asynchrone sera en fonction des courants statoriques i_{ds} et i_{qs} et des flux rotoriques ϕ_{dr} et ϕ_{qr} . Les valeurs de $\phi_{qs}, \phi_{ds}, i_{dr}, i_{qr}$ d'après le modèle (II.16) seront comme suit:

$$\begin{aligned}
 i_{dr} &= \frac{\phi_{dr} - M i_{ds}}{L_r} \\
 i_{qr} &= \frac{\phi_{qr} - M i_{qs}}{L_r} \\
 \phi_{ds} &= \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{ds} + \frac{M}{L_r} \phi_{dr} \\
 \phi_{qs} &= \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{qs} + \frac{M}{L_r} \phi_{qr}
 \end{aligned} \tag{II.18}$$

En remplaçant (II.18) dans (II.15), le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d,q) s'écrit comme suit:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{ds}}{dt} &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{P\Omega M}{\sigma L_s L_r} \phi_{qr} + \frac{v_{ds}}{\sigma L_s} \\
 \frac{di_{qs}}{dt} &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right) i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{qr} + \frac{P\Omega M}{\sigma L_s L_r} \phi_{dr} + \frac{v_{qs}}{\sigma L_s} \\
 \frac{d\phi_{dr}}{dt} &= \frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{\phi_{dr}}{\tau_r} + (\omega_s - P\Omega) \phi_{qr} \\
 \frac{d\phi_{qr}}{dt} &= \frac{M}{\tau_r} i_{qs} - \frac{\phi_{qr}}{\tau_r} - (\omega_s - P\Omega) \phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{II.19}$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}: \text{Coefficient de dispersion.}$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}: \text{Constante de temps rotorique.}$$

Ω : La vitesse mécanique de rotation.

3. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_{res} \tag{II.20}$$

Avec:

Ω : La vitesse mécanique de rotation du rotor.

C_{em} : est le couple électromagnétique donné par:

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \tag{II.21}$$

J : Moment d'inertie du rotor.

C_{res} : Le couple résistant donné par:

$$C_{res} = f\Omega + T \tag{II.22}$$

f : Coefficient de frottement visqueux.

T : Couple de charge.

En remplaçant (II.21) et (II.22) dans (II.20), on obtient l'équation mécanique de la machine asynchrone:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{JL_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T}{J} \tag{II.23}$$

Le modèle complet de la machine asynchrone dans le repère (d,q) est donc donné par:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{ds}}{dt} &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{P\Omega M}{\sigma L_s L_r} \phi_{qr} + \frac{v_{ds}}{\sigma L_s} \\
 \frac{di_{qs}}{dt} &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right) i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{PM\Omega}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{qr} + \frac{v_{qs}}{\sigma L_s} \\
 \frac{d\phi_{dr}}{dt} &= \frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{\phi_{dr}}{\tau_r} + (\omega_s - P\Omega) \phi_{qr} \\
 \frac{d\phi_{qr}}{dt} &= \frac{M}{\tau_r} i_{qs} - \frac{\phi_{qr}}{\tau_r} - (\omega_s - P\Omega) \phi_{dr} \\
 \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{PM}{JL_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T}{J}
 \end{aligned} \tag{II.24}$$

II.7.5. Modèle de la machine à flux orienté

En posant $\dot{\phi}_{qr} = \frac{d\phi_{qr}}{dt} = 0$ dans le modèle (II.24), on obtient le modèle à flux orienté comme suit:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{ds}}{dt} &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{v_{ds}}{\sigma L_s} \\
 \frac{di_{qs}}{dt} &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right) i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{PM\Omega}{\sigma L_s L_r} \phi_{dr} + \frac{v_{qs}}{\sigma L_s} \\
 \frac{d\phi_{qr}}{dt} &= \frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{dr} \\
 \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{PM}{JL_r} \phi_{dr} i_{qs} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T}{J}
 \end{aligned} \tag{II.25}$$

Avec :

$$\omega_s = P\Omega + \frac{M}{\phi_{dr} \tau_r} i_{qs}$$

Ce modèle sera utilisé dans notre étude.

II.8 Modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts [3]

Dans notre étude, on s'intéresse au modèle qui tient compte des défauts rotoriques et statorique qui induisent des harmoniques d'ordre supérieur dans les courants statoriques.

II.8.1 Modèle en présence de défauts statoriques et rotoriques

Les méthodes de diagnostic, par analyse spectrale des courants statoriques, ont montré que la présence des défauts rotoriques ou statoriques, qu'ils soient mécaniques ou électriques, induit des harmoniques d'ordre supérieur dans le spectre des courants statoriques. Ces

harmoniques peuvent être modélisées par l'ajout de termes sinusoïdaux dans les courants statoriques comme suit:

$$i_{ds} = i_{ds} + \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \quad (II.26)$$

$$i_{qs} = i_{qs} + \sum_{i=1}^N A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)$$

Où : i_{ds} et i_{qs} indiquent les courants dans le repère (d, q) , $\omega_i, i = \overline{1, N}$ les pulsations des N harmoniques générées par les défauts.

Les amplitudes A_i et les pulsations φ_i sont inconnues, elles dépendent de la sévérité des défauts.

Les termes sinusoïdaux générés par la présence de défauts rotoriques et statoriques peuvent être générés par l'exosystème suivant:

$$\dot{z} = S(\varpi)z, z \in \mathfrak{R}^{2N} \quad (II.27)$$

Où:

$\varpi = (\omega_1 \ \omega_2 \ \dots \ \omega_N)$ est le vecteur des pulsations.

$$S(\varpi) = \text{diag} \left(\begin{pmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{pmatrix} \right), i = \overline{1, N}$$

Les amplitudes et les phases des harmoniques sont inconnues, elles dépendent de l'état initial $z(0)$ de l'exosystème. Les termes sinusoïdaux additifs dans (II.26) peuvent être obtenus en combinant les états de l'exosystème (II.27) comme suit:

$$i_{ds} = i_{ds} + Q_d z \quad (II.28)$$

$$i_{qs} = i_{qs} + Q_q z$$

Avec :

$$Q_d = (1 \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 1 \ 0)$$

$$Q_q = (0 \ 1 \ 0 \ 1 \ \dots \ 0 \ 1)$$

En dérivant (II.28) par rapport au temps on obtient :

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -a i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} + a Q_d z + Q_d S z - \omega_s Q_q z \quad (II.29)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -a i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} P \Omega \phi_{dr} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} + a Q_q z + Q_q S z + \omega_s Q_d z$$

Le modèle de la machine en présence de défauts devient alors:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= Sz \\ \frac{di_{ds}}{dt} &= -ai_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} + \Gamma_d(z) \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -ai_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} P \Omega \phi_{dr} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} + \Gamma_q(z) \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} &= \frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{dr} \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{P M}{L_r J} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T}{J} \end{aligned} \tag{II.30}$$

Avec:

$$a = \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right) \quad \text{et} \quad \Gamma_d, \Gamma_q \text{ sont les effets des défauts.}$$

Tel que:

$$\begin{aligned} \Gamma_d(z) &= a Q_d z + Q_d S z - \omega_s Q_q z \\ \Gamma_q(z) &= a Q_q z + Q_q S z + \omega_s Q_d z \end{aligned}$$

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a commencé par la description de la machine asynchrone, ainsi que les différents défauts qui l'affectent. La détection de ces défauts au moment convenable est nécessaire afin d'éviter que ces machines tombent en panne et afin d'assurer la bonne marche de la chaîne industrielle. Pour faire cela, on a cité les différentes méthodes de diagnostic, citons par exemple l'analyse spectrale du courant statorique qui a montré que la présence des défauts rotoriques ou statoriques, qu'ils soient mécaniques ou électriques, induit des harmoniques d'ordre supérieur dans le spectre des courants statoriques. Ainsi, en modélisant ces harmoniques, on a obtenu le modèle de la machine asynchrone en présence de défauts.

III.1 Introduction

Pour un système non linéaire ayant des paramètres non constants, les lois de commande classiques peuvent être insuffisantes et non robustes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations paramétriques, aux perturbations et aux non linéarités.

La technique du backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème. Elle combine la notion de fonction de Lyapunov avec une procédure récursive de conception. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension des systèmes d'ordre plus élevé et d'exploiter la souplesse de conception de leurs contrôleurs (poursuite et/ou régulation).

Dans ce chapitre, après avoir présenté les méthodes de Lyapunov permettant d'analyser la stabilité d'un système, nous décrivons la commande par backstepping basée sur la fonction de Lyapunov ainsi que sa méthode de mise en application.

III.2. Quelques définitions de base [30][31]

✓ Point d'équilibre

Soit le système suivant:

$$\begin{cases} f(x) = \dot{x}(t) \\ x(0) = x_0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Le point x_e est appelé point d'équilibre pour le système (III.1), si lorsque $x(t_0) = x_e$

alors $x(t) = x_e \quad \forall t \geq t_0$, ou x_e vérifie l'équation $f(x_e) = 0$.

✓ **Stabilité**: on dit qu'un système est stable lorsque il revient à son état d'équilibre si l'on excite par une impulsion, il est instable lorsque il y s'éloigne.

✓ **Robustesse**: Un système est dit robuste si la régulation fonctionne toujours même si le modèle change un peu. Un régulateur doit assurer sa tâche même avec ces changements afin de s'adapter à des usages non prévus (dérive de production, vieillissement mécanique, environnements extrême, etc).

✓ **Rapidité**: Elle dépend du temps de montée et du temps d'établissement du régime stationnaire.

➤ Temps de réponse (T_r): théoriquement, le temps de réponse est le temps nécessaire pour que le régime transitoire disparaisse. Néanmoins en pratique, nous

convenons, en fonction de la précision exigée que c'est le temps au bout duquel la réponse du système pénètre dans le couloir de plus ou moins 5% de la valeur finale sans en sortir.

➤ Temps de montée (T_m) : temps pour lequel la réponse atteint pour la première fois la valeur finale. Il caractérise la vitesse de réaction du système aux premiers instants.

✓ **Précision**: Elle est caractérisée par:

- **Erreur statique ($e_s(t)$)**: Elle est définie par l'écart entre la consigne et la sortie lorsque le système est en régime stationnaire ($t \rightarrow \infty$).

$$e_s(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} (y(t) - y_d(t)) \quad (\text{III.2})$$

- **Dépassement (O_{max})**: en pratique, il est recommandé pour avoir un système « agile » un dépassement de 10%.

$$O_{max} = \frac{y_{max} - y_{\infty}}{y_{max}} \quad (\text{III.3})$$

III.3 Stabilité des systèmes non linéaires

Pour déduire si le système possède la propriété de stabilité, l'étude se fait généralement avec un modèle mathématique de la dynamique de ce système, d'où, on peut s'assurer que le modèle est stable ou non. Les conclusions concernant la stabilité du modèle ne s'appliquent pas au système physique réel que si le modèle utilisé est assez précis. La théorie de la stabilité joue un rôle central en théorie des systèmes, différents types de problèmes de stabilité peuvent être rencontrés dans l'étude des systèmes dynamiques.

• La stabilité asymptotique

Considérons un système dynamique non linéaire temps variant représenté par l'équation d'état:

$$\dot{x}(t) = f(t, x), \quad x(t_0) = x_0 \quad (\text{III.4})$$

Le point d'équilibre $x_e = 0$ de (III.4) est uniformément asymptotiquement stable si:

- (1) est stable
- (2) Et si on peut trouver δ_0 tel que, pour chaque $\epsilon > 0$, il existe $T(\epsilon) > 0$, indépendant de t_0 tel que si $\|x_0 - x_e\| < \delta_0$, alors

$$\|\phi(t, t_0, x_0) - x_e\| < \epsilon \quad \forall t \geq t_0 + T(\epsilon) \quad (\text{III.5})$$

La condition (2) revient à dire qu'il existe δ_0 tel que si $\|x_0 - x_e\| \leq \delta_0$, alors

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\phi(t + t_0, t_0, x_0) - x_e) = 0 \quad (\text{III.6})$$

uniformément en (t_0, x_0) pour $t_0 \geq 0$.

- **La stabilité exponentielle**

Le point d'équilibre $x_e = 0$ de (III.4) est dit exponentiellement stable, s'il existe $a > 0$ et si, pour chaque $\epsilon > 0$, il existe $\delta(\epsilon) > 0$, tel que si pour toute condition initiale x_0 telle que

$\|x_0 - x_e\| < \delta(\epsilon)$, alors

$$\|\phi(t, t_0, x_0) - x_e\| \leq \epsilon e^{-a(t-t_0)} \quad \forall t \geq t_0 \quad (\text{III.7})$$

Pour tout $t_0 \geq 0$.

III.4 Analyse de la stabilité des systèmes par les méthodes de Lyapunov

L'étude de la stabilité des systèmes non linéaires est très complexe. L'approche de Lyapunov est l'approche la plus utilisée pour étudier ce problème. On distingue deux méthodes de Lyapunov pour l'analyse de la stabilité: La première (la méthode indirecte) repose sur le modèle linéarisé par la jacobienne (approximation d'Euler). La deuxième qui est la plus efficace (la méthode directe ou la méthode des fonctions de Lyapunov) consiste à trouver une fonction de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. De telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé [3][4].

III.4.1 Première méthode de Lyapunov [3]

Considérons le système non linéaire temps invariant décrit par l'équation d'état suivante:

$$\dot{x}(t) = f(x), \quad x(t_0) = x_0 \quad (\text{III.8})$$

Soit x_e un point d'équilibre isolé de (III.8). Le modèle linéaire qui décrit approximativement le système non linéaire au voisinage du point d'équilibre s'écrit:

$$\delta \dot{x}(t) = A \delta x \quad (\text{III.9})$$

Où $\delta x = x - x_e$ et la matrice A de dimension $n \times n$ est la jacobienne de $f(x)$ par rapport à x évaluée en x_e .

$$A = \left. \frac{\partial f(x)}{\partial x} \right|_{x=x_e} \quad (\text{III.10})$$

La première méthode de Lyapunov consiste à analyser la stabilité du point d'équilibre du système non linéaire (III.8) à partir du modèle linéaire approximé (III.9). Cette méthode est formée par le théorème ci-dessous.

Théorème III.1: La stabilité du point d'équilibre x_e du système non linéaire temps invariant (III.8) peut être déduite de la stabilité du modèle linéaire (III.9) selon les cas suivants:

- ❖ Si le modèle linéaire est asymptotiquement stable, c'est-à-dire les valeurs propres de la matrice A sont toutes à partie réelle strictement négative, alors le point d'équilibre x_e de (III.8) est asymptotiquement stable.
- ❖ Si le modèle linéaire est instable, c'est-à-dire si la matrice A possède une ou plusieurs valeurs propres à partie réelle positive, alors le point d'équilibre x_e de (III.8) est instable.
- ❖ Si le modèle linéaire est marginalement stable, c'est-à-dire si la matrice A possède une ou plusieurs valeurs propres imaginaires pures (à partie réelle nulle) et que toutes les autres restantes sont à partie réelle strictement négative, alors on ne peut rien conclure sur la stabilité du point d'équilibre x_e de (III.8).

Nous remarquons donc que la première méthode de Lyapunov reste insuffisante car, dans le dernier cas, elle n'offre aucun résultat sur la stabilité du point d'équilibre du système non linéaire. La seconde méthode de Lyapunov s'affranchit de cette ambiguïté.

III.4.2 Seconde Méthode de Lyapunov [3]

Nous allons donner les principaux théorèmes de stabilité utilisant la seconde méthode (directe) de Lyapunov. L'exemple de motivation qui a conduit Lyapunov à développer cette méthode est le pendule simple. Pour analyser la stabilité du point d'équilibre (le point bas) du pendule, on utilise intuitivement l'analyse de la décroissance de l'énergie mécanique (énergie potentielle+énergie cinétique). Il est évident que si l'énergie mécanique décroît au cours du temps, c'est-à-dire que sa dérivée par rapport au temps est strictement négative alors le point d'équilibre est asymptotiquement stable, c'est-à-dire que la masse va se stabiliser au point de repos (point bas du pendule).

La dérivée de l'énergie mécanique est négative en présence de frottement. Si les frottements sont nuls alors, la dérivée de l'énergie mécanique est nulle, c'est-à-dire que l'énergie mécanique est constante; ce qui implique qu'il y a un échange *perpétuel* entre l'énergie potentielle et l'énergie cinétique. Dans ce cas, la masse oscillera indéfiniment autour de son point d'équilibre.

Le principe de la méthode de Lyapunov repose sur la généralisation de la notion d'énergie aux systèmes quelconques qu'ils soient mécaniques, électriques, hydrauliques, thermiques, etc. La généralisation consiste à introduire des fonctions $V(t, x): \mathfrak{R}_+ \otimes D_x \subset \mathfrak{R}_+ \otimes \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ appelées fonction de Lyapunov qui joueront le rôle de l'énergie. Notons que D_x est un domaine de \mathfrak{R}^n incluant le point d'équilibre.

Définition III.1

Une fonction $V(t, x): \mathfrak{R}_+ \otimes \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ (resp. $\mathfrak{R}_+ \otimes D_x \rightarrow \mathfrak{R}$) est positive (semi) définie s'il existe une fonction positive (semi) définie $w: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ (resp. $D_x \rightarrow \mathfrak{R}$) telle que

$$\begin{aligned} (1) \quad & V(t, 0) = 0, \quad \forall t \in \mathfrak{R}_+ \\ (2) \quad & V(t, x) \geq w(x) \quad \forall x \in D_x \quad \forall t \in \mathfrak{R}_+ \end{aligned}$$

Théorème III.2

Le point d'équilibre $x_e = 0$ de (III.4) est stable au sens de Lyapunov, s'il existe une fonction continûment différentiable positive définie $V(t, x)$ telle que sa dérivée $\dot{V}(t, x)$ par rapport au temps t est négative semi-définie.

Théorème III.3

Le point d'équilibre $x_e = 0$ de (III.4) est asymptotiquement stable, s'il existe une fonction continûment différentiable positive définie $V(t, x)$ telle que sa dérivée $\dot{V}(t, x)$ est négative définie.

Théorème III.4

Le point d'équilibre $x_e = 0$ de (III.4) est exponentiellement stable, s'il existe une fonction $V(t, x)$ et des constantes positives c_1, c_2 et c_3 telles que

$$c_1 \|x\|^2 \leq V(t, x) \leq c_2 \|x\|^2 \tag{III.11}$$

$$\dot{V}(t, x) \leq -c_3 \|x\|^2 \tag{III.12}$$

Pour tout $t \in \mathfrak{R}^+$ et pour tout $x \in \mathcal{B}(r) \subset D_x, r > 0$.

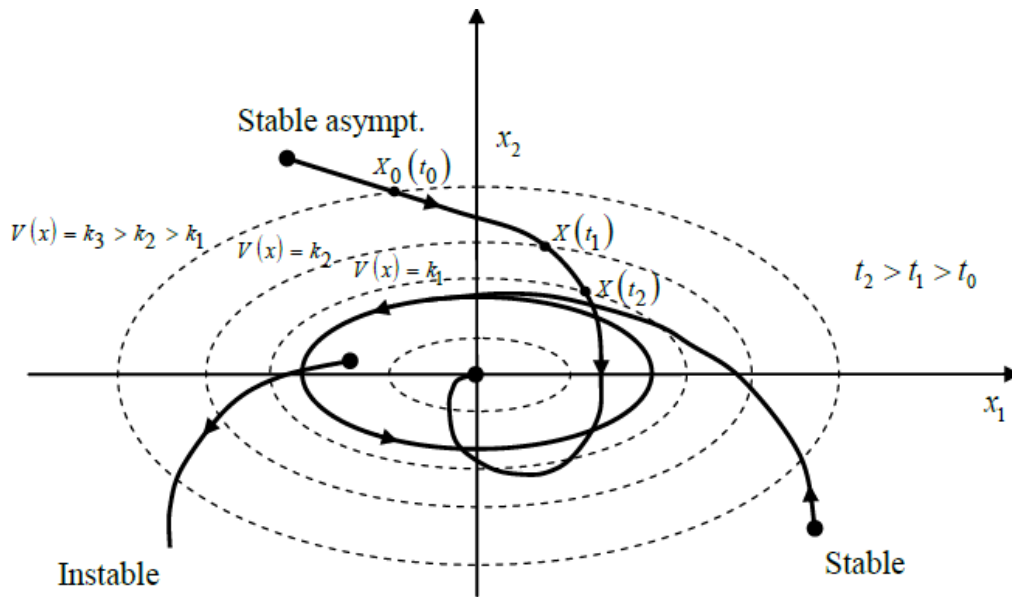


Figure III.1 Interprétation géométrique de la stabilité

III.5 Commande des systèmes non linéaires [31]

La commande est l'ensemble des opérations qui amènent automatiquement un procédé d'un état particulier à un état désiré. Elle a pour objectif d'atteindre les performances suivantes: la stabilité, la robustesse, la rapidité et la précision.

Un système commandé est soumis à des perturbations et à des variations des paramètres, tel que les frottements, le vent, ou des bruits de mesure (figure III.2).

Remarque III.1

Si la consigne $y_d(t)$ est constante dans le temps, nous parlerons de régulation sinon la commande est un asservissement ou poursuite de trajectoire.

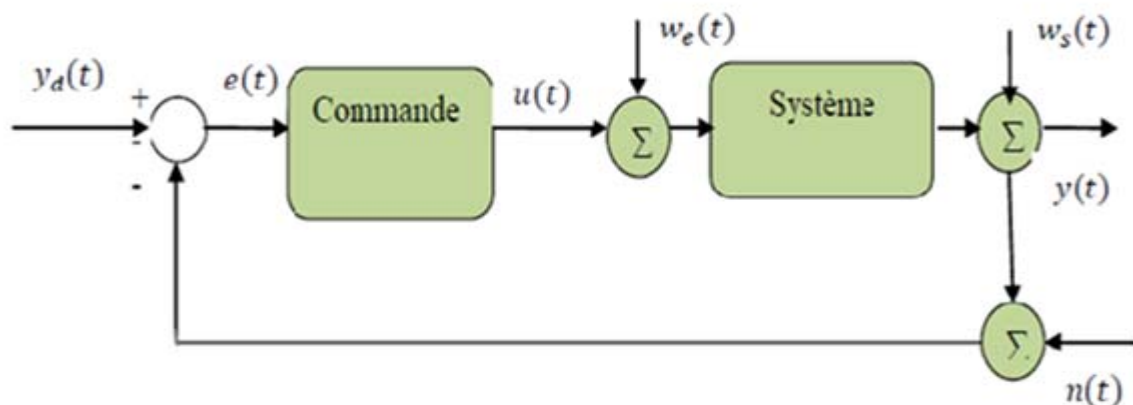


Figure III.2 Bloc de commande d'un système non linéaire

Avec :

$y_d(t)$: Consigne ou signal de référence

$y(t)$: Signal de sortie ou de réponse

$e(t)$: Erreur de suivi

$u(t)$: Signal de la commande

$w_e(t)$: Perturbation sur la commande

$w_s(t)$: Perturbation sur la sortie

$n(t)$: Bruit de mesure.

III.5.1 Commande robuste par la technique du backstepping

III.5.1.1 Principe [31][32]

Le backstepping est une méthode récursive (étape par étape) de synthèse des lois de commande non linéaires, elle utilise le principe de stabilité du Lyapunov. L'idée de base de la commande par le backstepping est de fragmenter le système d'ordre élevé en un ensemble de sous-systèmes en cascade du premier ordre. En stabilisant au départ le premier sous-système par une fonction de Lyapunov choisie, une loi de commande dite virtuelle est calculée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. Cette dernière servira comme référence pour le sous-système suivant et ainsi de suite pour aboutir à la fin à une fonction de Lyapunov globale donnant la loi de commande globale qui stabilise le système.

Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov.

III.5.1.2 Conception de la commande par backstepping

Afin d'illustrer le principe de la commande par backstepping, on considère le cas des systèmes non linéaires de la forme [3]:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)\psi_1 \\ \dot{\psi}_1 &= f_1(x, \psi_1) + g_1(x, \psi_1)\psi_2 \\ \dot{\psi}_2 &= f_2(x, \psi_1, \psi_2) + g_2(x, \psi_1, \psi_2)\psi_3\end{aligned}\tag{III.13}$$

$$\dot{\psi}_k = f_k(x, \psi_1, \dots, \psi_k) + g_k(x, \psi_1, \dots, \psi_k)u$$

Où : $x \in \mathcal{R}^n$ et $\psi_1, \dots, \psi_k \in \mathcal{R}$. La synthèse de la commande par backstepping pour le système décrit par le modèle (III.13), se fait par l'application du backstepping intégrateur d'une manière récursive comme suit:

Etape 1

Cette étape considère la commande du premier sous-système décrit par:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)\psi_1 \quad (\text{III.14})$$

L'objectif est de forcer x à converger vers zéro quand $t \rightarrow \infty$, en utilisant ψ_1 comme un élément de commande virtuel, sa valeur désirée (fonction stabilisante) $\psi_1 = \alpha_1(x)$ est calculée de façon à rendre la dérivée de la fonction de Lyapunov $V(x)$ négative définie ; i.e :

$$\frac{\partial V}{\partial x} (f(x) + g(x)\alpha_1(x)) \leq -W(x)$$

où : $W(x)$ est une fonction définie positive.

Etape 2

Cette étape considère le sous système suivant:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)\psi_1 \\ \dot{\psi}_1 &= f_1(x, \psi_1) + g_1(x, \psi_1)\psi_2 \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

Soit e_1 , la déviation de ψ_1 de sa valeur désirée $\alpha_1(x)$, sa dynamique est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{\psi}_1 - \frac{\partial \alpha_1(x)}{\partial x} \dot{x} \\ &= f_1(x, \psi_1) + g_1(x, \psi_1)\psi_2 - \frac{\partial \alpha_1(x)}{\partial x} (f(x) + g(x)(\alpha_1(x) + e_1)) \end{aligned}$$

Considérons la fonction de Lyapunov augmentée suivante:

$$V_1 = V(x) + \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{III.16})$$

Dans cette étape, ψ_2 est utilisé comme un élément de commande virtuel, sa valeur désirée $\psi_2 = \alpha_2(x, e_1)$ est calculée de façon à rendre la dérivée de V_1 négative définie.

Etape 3

Dans cette étape nous considérons le sous-système suivant:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)\psi_1 \\ \dot{\psi}_1 &= f_1(x, \psi_1) + g_1(x, \psi_1)\psi_2 \\ \dot{\psi}_2 &= f_2(x, \psi_1, \psi_2) + g_2(x, \psi_1, \psi_2)\psi_3 \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

Soit $e_2 = \psi_2 - \alpha_2(x, e_1)$. Considérons la fonction de Lyapunov augmentée suivante:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{III.18})$$

Dans cette étape ψ_3 est utilisé comme un élément de commande virtuel, sa valeur désirée $\psi_3 = \alpha_3(x, e_1, e_2)$ est calculée de façon à rendre la dérivée de V_2 négative définie.

Cette récursive procédure va se terminer à la *Kième* étape, où la commande réelle u va être déterminée.

III.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la commande par backstepping. On a d'abord donné quelques définitions sur la stabilité. Nous avons vu qu'il existe deux méthodes de Lyapunov pour étudier la stabilité d'un système non linéaire, la première méthode est dite méthode indirecte, et la deuxième est dite méthode directe. Nous avons aussi vu que la technique de commande par backstepping est basée sur des fonctions de Lyapunov et que sa synthèse se fait en plusieurs étapes. A chaque étape, une fonction appropriée des variables d'état est choisie comme une entrée virtuelle pour une partie (sous-système) de dimension réduite du système global. A chaque étape, la commande virtuelle pour la partie considérée est construite en rendant négative la dérivée par rapport au temps d'une fonction de Lyapunov choisie de manière adéquate. La commande par backstepping sera appliquée à la machine asynchrone au chapitre V.

IV.1 Introduction

A l'aide des variables d'entrée et de sortie du système, on peut reconstruire les variables d'état non mesurables (en temps réel) pour élaborer la commande. De ce fait, l'idée repose sur l'utilisation d'un observateur.

La comparaison de la sortie mesurée à son estimée permet de générer des signaux appelés « Résidus » devant être capables de nous informer sur l'état de fonctionnement des capteurs et des actionneurs ainsi que sur l'état du processus.

Ce chapitre sera consacré à la conception d'observateurs fiables qui peuvent être utilisés dans la commande des systèmes non linéaires (machines asynchrones). Les observateurs peuvent aussi contribuer à la détermination de façon précise des grandeurs non mesurables, ce qui améliore la qualité de la commande.

IV.2 Observabilité des systèmes non linéaires

Les processus physiques sont très souvent représentés par des modèles non linéaires décrits sous la forme suivante [33]:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x(t), u(t)) \\ y(t) &= h(x(t)) \end{aligned} \tag{IV.1}$$

où :

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

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

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

Les fonctions f et h sont des champs de vecteurs supposés suffisamment continûment dérivables par rapport à x . L'entrée u est localement bornée.

L'observabilité du système non linéaire (IV.1) est caractérisée par le fait qu'à partir de la sortie mesurée, il faut être capable de discerner les différents états initiaux. L'observabilité est donc définie à partir de la notion d'indiscernabilité.

➤ *Indiscernabilité*

Deux états initiaux $x(t_0) = x_1$ et $x(t_0) = x_2$ du système non linéaire (IV.1) sont dits indiscernables sur l'intervalle du temps $[t_0, t_1]$ si, pour toute entrée $u(t)$, leurs sorties respectives $y_1(t)$ et $y_2(t)$ sont identiques sur cet intervalle.

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

➤ **Observabilité**

Le système (IV.1) est dit observable s'il n'existe pas de couple d'états initiaux $\{x(t_0) = x_1, x(t_0) = x_2\}$ indiscernables.

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

Pour les systèmes affines en entrée décrit par le modèle d'état suivant:

$$\dot{x}(t) = f(x) + g(x)u(t), \quad x(t_0) = x_0 \quad (\text{IV.2})$$

$$y(t) = h(x) \quad (\text{IV.3})$$

Les champs de vecteurs $f(x): \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$, $g(x): \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ et $h(x): \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^p$ sont des fonctions suffisamment continues et dérivables pour $x \in D \subset \mathbb{R}^n$ où D est le domaine d'étude. Nous considérons aussi que les entrées appartiennent à un ensemble de commandes admissibles, $u \in \mathcal{U} \subset \mathbb{R}^m$.

Nous disposons d'un critère plus explicite qui s'apparente à une généralisation du critère de rang de Kalman dans le cas des systèmes linéaires. Ce critère est énoncé ci-dessous.

Théorème IV.1

Considérons le système (IV.2) et (IV.3). La paire (f, h) est observable en $x_0 \in D \subset \mathbb{R}^n$ si la condition de rang ci-dessous est satisfaite

$$\text{Rang} \{dh \quad dL_f h \quad dL_f^2 h \quad \dots \quad dL_f^{n-1} h\} = n \quad (\text{IV.4})$$

IV. 3 Description d'un observateur

Un observateur est un système dynamique que l'on peut appeler capteur informatique, puisqu'il est souvent implanté sur ordinateur afin de reconstituer ou d'estimer en temps réel l'état courant d'un système, à partir des mesures disponibles, des entrées du système et une connaissance a priori du modèle. Il peut être réalisé si le système est observable et doit vérifier la propriété que l'état estimé converge vers l'état réel. C'est-à-dire qu'il est possible de reconstruire son vecteur d'état $x(t)$ sur tout l'intervalle $[t_0, t_1]$ à partir de l'information disponible sur ses entrées $u(t)$ et ses sorties $y(t)$ [33].

Un observateur O pour le système (IV.1) peut être décrit comme suit:

$$\dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t), u(t)) + k(h(\hat{x}(t)) - y(t)) \quad (\text{IV.5})$$

Il nous permet alors de suivre l'évolution de l'état en tant qu'information sur le système.

Le besoin d'information sur l'état interne du système est indispensable à plusieurs niveaux:

- ✓ La commande du procédé, qui nécessite obligatoirement la connaissance de son état interne.
- ✓ La surveillance du procédé, à travers les écarts entre le comportement de l'observateur et celui du procédé.
- ✓ L'identification du procédé, au moyen de l'estimation des grandeurs constantes qui paramétrisent le modèle.

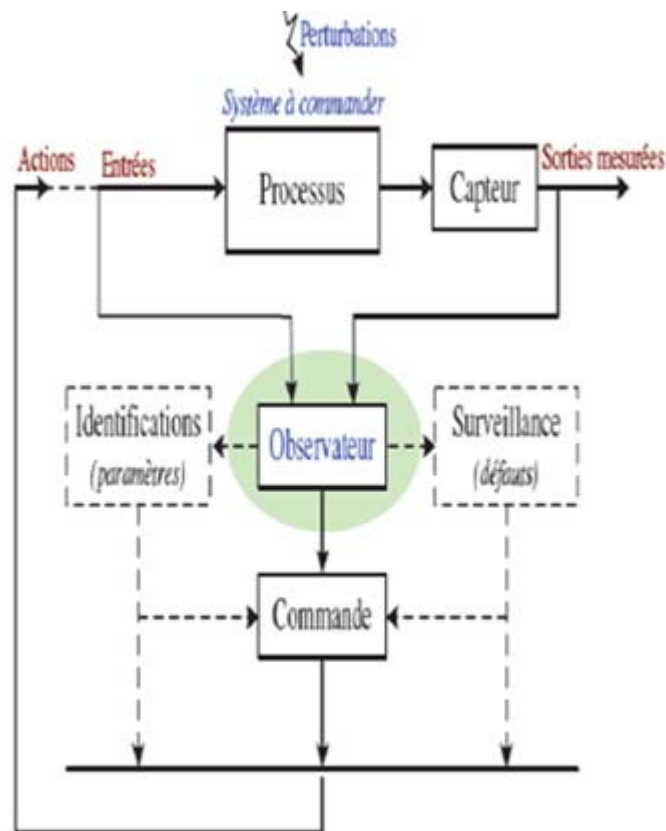


Figure IV.1 Observateur : la partie essentielle dans la commande

IV.4 Principe d'un observateur [34]

Soit $u(t)$ un vecteur d'entrée du système réel et de l'observateur, $x(t)$ un vecteur d'état constitué des grandeurs à observer et $y(t)$ un vecteur de sortie dont les composantes sont mesurables (courants, tensions dans le cas de la machine asynchrone). Le vecteur de sortie y est comparé au vecteur équivalent ou estimé \hat{y} donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Cette différence est multipliée par une matrice de gain k et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés. Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain k tel que les valeurs propres soient à parties réelles strictement

négligables, on peut modifier la dynamique de l'observateur, et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro plus ou moins rapidement.

On définit une variable qui est l'erreur de l'observation $\varepsilon = y(t) - \hat{y}(t)$. Celle-ci est multipliée par la matrice k et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{x} par le retour d'état. Soit le système suivant donné par:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

L'observateur est une copie du système originale plus un terme de gain. Donc, il est décrit comme suit:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A \cdot \hat{x}(t) + B \cdot u(t) + k\varepsilon \\ \hat{y}(t) = C \cdot \hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

IV.5 Le rôle d'un observateur

Bien que l'observateur soit utilisé pour la commande, il doit être nécessairement robuste vis-à-vis des incertitudes de modélisation et aussi vis-à-vis des perturbations externes et des défauts. La robustesse se traduit par la capacité de convergence avec une dynamique faiblement altérée, en dépit de la présence d'incertitudes et des signaux de perturbations. Si l'observateur est utilisé pour le diagnostic, il doit nécessairement être capable d'estimer non seulement les variables d'état mais aussi le signal généré par le défaut [3].

IV.6 Classification des observateurs [34]

Lorsque les bruits présents dans les mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état ne sont pas considérés, on est dans un environnement déterministe. Alors, tous les algorithmes qui génèrent une approximation \hat{x} de l'état x d'un système physique donné, sont décrits par la forme dynamique (dans le cas linéaire) et sera appelé observateur déterministe. Parmi ces observateurs, on cite l'observateur de Luenberger et l'observateur à modes glissants.

Quand le système est perturbé par le bruit, il est possible de chercher une matrice de gain de correction de l'observateur qui minimise la variance de l'erreur de reconstruction en utilisant l'algorithme du filtre de Kalman, et sera appelé observateur stochastique. Ce dernier est un algorithme récursif de traitement des données, qui génère, à partir d'un ensemble de mesures entachées de bruit, les estimées optimales des variables d'état d'un système dynamique.

IV.7 Observateurs des systèmes non linéaires

Un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gains pour corriger l'erreur sur l'estimation. Afin de pouvoir observer les grandeurs non mesurables de la machine, il est nécessaire que le système soit observable. Différentes structures d'observateurs d'état ont été proposées dans la littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse [34].

IV.7.1 Observateur de Luenberger étendu [33]

L'observateur de Luenberger étendu intervient, soit au niveau du système original avec un gain constant, soit par le biais d'un changement de coordonnées avec un gain dépendant de l'état à estimer. Dans le premier cas, un modèle linéarisé est nécessaire et le gain de l'observateur est calculé par placement de pôles. Ce type d'observateur ne peut être utilisé que lorsque on est sûr que l'état restera au voisinage de l'état d'équilibre. Pour cette raison, l'utilisation de cet observateur peut être compromise par les instabilités qui peuvent se révéler si l'on s'éloigne du point de fonctionnement. Dans le deuxième cas, les méthodes de changement de coordonnées ne concernent qu'une classe restreinte du système non linéaire. En effet, beaucoup d'approches utilisant les changements de coordonnées nécessitent l'intégration d'un ensemble d'équations aux dérivées partielles non linéaires, ce qui est souvent très délicat à réaliser. De ce fait, l'utilisation de solutions approchées est envisageable.

IV.7.2 Filtre de Kalman Etendu [34]

Le filtre de Kalman étendu est l'une des méthodes les plus utilisées dans le domaine d'estimation d'état des systèmes dynamiques non linéaires (l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone). Ce filtre étendu consiste à appliquer les équations du filtre du Kalman standard au modèle non linéaire linéarisé par la formule de Taylor au premier ordre.

C'est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courant statoriques, flux rotoriques et vitesse). Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets des bruits et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état soit par un algorithme génétique. Les bruits sont supposés blancs, Gaussiens et non corrélés avec les états estimés.

IV. 7.3 Observateurs à grand gain [35]

Les techniques dites à grand gain peuvent être appliquées sans transformation du système initial. Dans ce cas, la conception de l'observateur se fait directement à partir de la structure du système. Pour la classe des systèmes non linéaires décrits par le modèle suivant:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + f(u(t), x(t)) \\ y(t) = C \cdot x(t) \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

La dynamique de l'état comporte une partie linéaire non commandée et une partie non linéaire commandée, vérifiant en général la condition de Lipchitz par rapport à x

$$\|f(x_1) - f(x_2)\| \leq k\|x_1 - x_2\| \quad (\text{IV.9})$$

L'observateur à grand gain possède la structure suivante:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x}(t) + f(\hat{x}(t), u(t)) + k(y(t) - C\hat{x}(t)) \quad (\text{IV.10})$$

L'appellation grand gain provient de la structure de l'observateur: lorsque la fonction non linéaire possède une grande constante de Lipchitz. La moindre erreur entre l'état réel et l'état estimé va se répercuter et croître. Par conséquent, le gain k de l'observateur (IV.10) doit être important pour compenser cette amplification de l'erreur. La dynamique de l'erreur d'estimation $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ se déduit de (IV.8) et (IV.10) :

$$\dot{e}(t) = (A - kC)e(t) + f(x(t), u(t)) - f(\hat{x}(t), u(t)) \quad (\text{IV.11})$$

Il a été démontré que si le gain k est choisi tel que:

$$k < \frac{\lambda_{\min}(Q)}{\lambda_{\max}(P)} \quad (\text{IV.12})$$

Avec k est la constante de Lipchitz de $f(x(t), u(t))$, $\lambda_{\min}(Q)$ et $\lambda_{\max}(P)$ sont respectivement les valeurs propres minimales et maximales. Q et P sont des matrices symétriques définies positives, solution de l'équation de Lyapunov:

$$(A - kC)^T P + (A - kC) = -Q \quad (\text{IV.13})$$

Alors (IV.10) est un observateur asymptotique du système non linéaire (IV.8).

IV.7.4 Observateurs adaptatifs [35]

Pour estimer l'état et les paramètres inconnus du système dynamique, un observateur adaptatif est utilisé. Ce dernier est un algorithme récursif qui sert aussi à la détection et le diagnostic des pannes dans des systèmes dynamiques (machine asynchrone).

Pour les systèmes non linéaires on distingue deux approches principales: La première concerne des systèmes non linéaires qui sont intrinsèquement associés à une forme canonique, et la deuxième concerne des systèmes ayant une forme plus au moins générale.

Un observateur adaptatif est défini pour des systèmes non linéaires possédants une forme générale affine par rapport aux paramètres inconnus suivante:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u, t) + g(x, u, t)\theta \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

Où θ est un vecteur des paramètres à estimer, $f(x, u, t)$, $g(x, u, t)$ et $h(x)$ sont des fonctions non linéaires.

IV.7.5 Observateur à modes glissants

Les observateurs à modes glissants sont basés sur la théorie des systèmes à structures variables. Cette approche est bien adaptée aux systèmes dynamiques non linéaires incertains et perturbés. Beaucoup de chercheurs ont proposé différents algorithmes basés sur les modes glissants, ils sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable de glissement [34].

a) Diagnostic par les observateurs à modes glissants

Dans le cadre du diagnostic, il est intéressant d'estimer les défauts, l'une des approches consiste à utiliser les observateurs à modes glissants. Ces observateurs permettent d'estimer les défauts ce qui implique leur détection. L'observateur à modes glissants sera associé à une commande au chapitre V, pour réaliser une commande active tolérante aux défauts pour la MAS [3].

IV.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons cité les différents types d'observateurs utilisés dans les systèmes non linéaires. Tout d'abord, nous avons commencé par rappeler quelques définitions sur l'observabilité des systèmes non linéaires, ainsi on a cité le principe et le rôle de l'observateur. Dans notre travail, nous utilisons les observateurs à modes glissants pour le diagnostic de la machine asynchrone. Ce type d'observateur permet d'estimer les variables d'état ainsi que les défauts affectant la machine. De plus, ils sont caractérisés par leur qualité de robustesse.

V.1 Introduction

Dans ce chapitre, en premier lieu, on s'intéresse à la synthèse de la commande tolérante aux défauts active qui sert d'une part à compenser les défauts rotoriques et statoriques induisant des harmoniques dans les courants statoriques et d'autre part, à compenser l'effet de couple de charge considéré comme une perturbation. La commande est composée de deux contrôleurs: Le premier contrôleur à flux orienté, dit nominal, construit par la technique de backstepping robuste, permet de forcer le flux et la vitesse à suivre leurs références et à rejeter l'effet du couple de charge. Le second contrôleur supplémentaire sert à reconfigurer le contrôleur nominal afin de compenser l'effet des défauts. Il utilise les estimées des défauts délivrées par le bloc de détection et d'estimation des défauts. Ce dernier est constitué d'un observateur à modes glissants qui permet de reconstruire l'effet des défauts par analyse de la dynamique de l'erreur d'estimation de la sortie en mode glissant. L'observateur à modes glissants utilisé permet aussi de reconstruire le flux (grandeur non mesurable) qui est nécessaire à l'implémentation de la loi de commande. Ensuite, nous effectuons des simulations sous Matlab afin de tester les performances de la commande tolérante aux défauts élaborée.

V.2 Commande active tolérante aux défauts de la MAS

V. 2.1 Modèle de la MAS en présence de défauts

Considérons le modèle de la MAS en présence de défauts rotorique et statorique décrit au chapitre II, réécrit ci-dessous:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{ds}}{dt} &= -ai_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} + \Gamma_d(z) \\
 \frac{di_{qs}}{dt} &= -ai_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} P \Omega \phi_{dr} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} + \Gamma_q(z) \\
 \frac{d\phi_{dr}}{dt} &= \frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{dr} \\
 \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{P M}{L_r J} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T}{J}
 \end{aligned} \tag{V.1}$$

Avec:

$$\Gamma_d(z) = aQ_d z + Q_d S z - \omega_s Q_q z$$

$$\Gamma_q(z) = aQ_q z + Q_q S z + \omega_s Q_d z$$

V.2.2 Objectif de la commande

Notre objectif est d'élaborer une commande tolérante aux défauts active pour forcer la vitesse Ω et le flux Φ_{dr} à suivre leurs références Ω^* et Φ_{dr}^* , respectivement, en présence de couple de charge (perturbation) T et des termes $\Gamma_a(z)$ et $\Gamma_q(z)$ induits par les défauts rotoriques et statoriques. Le problème consiste en la synthèse d'un contrôleur actif, qui nécessite la reconfiguration de la loi de commande et un bloc FDI. Ce dernier est constitué d'un observateur à mode glissants d'ordre un.

V.2.3 Synthèse de la loi de commande

La structure de la loi de commande que nous proposons est:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= V_{dsn} + V_{df} \\ V_{qs} &= V_{qsn} + V_{qf} \end{aligned} \tag{V.2}$$

Les termes V_{dsn} et V_{qsn} représentent les commande nominales, conçues en absence de défauts ($\Gamma_a(z) = \Gamma_q(z) = 0$). Ces commandes sont élaborées par la technique de backstepping robuste. Ces commandes vont forcer le flux et la vitesse à suivre leurs références respectives et aussi, à compenser l'effet de couple de charge considéré comme une perturbation. Les termes V_{df} et V_{qf} sont les commandes additives ou unités de compensation qui permettent de reconfigurer les commandes nominales afin de compenser les défauts.

Détermination de V_{dsn} et V_{qsn} par la technique de backstepping robuste

Les commandes V_{dsn} et V_{qsn} sont conçues en considérant le modèle sans défauts ($\Gamma_a(z) = \Gamma_q(z) = 0$). Elles sont des commandes construites par la technique de backstepping robuste, afin de forcer le flux et la vitesse à suivre leurs références tout en compensant l'effet de couple de charge. La commande par backstepping robuste est basée sur la technique des modes glissants qui fait intervenir la fonction *sign* pour la compensation des incertitudes et des perturbations.

Considérons le modèle (V.1) Avec ($\Gamma_a(z) = \Gamma_q(z) = 0$). Le calcul de V_{dsn} et V_{qsn} est divisé en trois étapes :

a) Etape 1: commande de flux

L'objectif de cette étape est de forcer le flux Φ_{dr} à suivre sa référence Φ_{dr}^* . Soit $e_\phi = \Phi_{dr} - \Phi_{dr}^*$, l'erreur de poursuite de flux. La dynamique de e_ϕ est:

$$\dot{e}_\phi = \frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{dr} - \dot{\phi}_{dr}^* \quad (\text{V.3})$$

Considérons la fonction de Lyapunov suivante:

$$V_\phi = \frac{1}{2} e_\phi^2 \quad (\text{V.4})$$

En dérivant (V.4) nous obtenons:

$$\dot{V}_\phi = e_\phi \dot{e}_\phi = e_\phi \left(\frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{dr} - \dot{\phi}_{dr}^* \right) \quad (\text{V.5})$$

Pour rendre \dot{V}_ϕ négative définie, i_{ds} est utilisé comme un élément de commande virtuel pour stabiliser le flux, sa valeur désirée i_{ds}^* est donnée par:

$$i_{ds}^* = -\frac{\tau_r}{M} K_\phi e_\phi + \frac{\phi_{dr}}{M} + \frac{\tau_r}{M} \dot{\phi}_{dr}^* \quad (\text{V.6})$$

où: $K_\phi > 0$ est un paramètre de conception.

En posant $i_{ds} = i_{ds}^*$ dans (V.5) nous obtenons:

$$\dot{V}_\phi = -K_\phi e_\phi^2 < 0 \quad (\text{V.7})$$

Cela signifie que $e_\phi \rightarrow 0$ ou $\phi_{dr} \rightarrow \phi_{dr}^*$ asymptotiquement.

b) Etape 2: Commande de la vitesse

L'objectif ici est de forcer la vitesse Ω à suivre sa référence Ω^* . Soit $e_\Omega = \Omega - \Omega^*$, l'erreur de poursuite de la vitesse. La dynamique de l'erreur de la vitesse est:

$$\dot{e}_\Omega = \frac{PM}{L_r J} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T}{J} - \dot{\Omega}^* \quad (\text{V.8})$$

Soit la fonction de Lyapunov suivante:

$$V_\Omega = \frac{1}{2} e_\Omega^2 \quad (\text{V.9})$$

En dérivant (V.9), nous obtenons:

$$\dot{V}_\Omega = e_\Omega \dot{e}_\Omega = e_\Omega \left(\frac{PM}{L_r J} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T}{J} - \dot{\Omega}^* \right) \quad (\text{V.10})$$

Nous choisissons i_{qs} comme un élément de commande virtuel pour stabiliser la vitesse. Sa valeur désirée i_{qs}^* est donnée par:

$$i_{qs}^* = \frac{JL_r}{MP\phi_{dr}} \left(-K_{\Omega} e_{\Omega} - K_1 \tanh\left(\frac{K_1 h}{\varepsilon_1}\right) e_{\Omega} + \frac{f}{J} \Omega + \dot{\Omega}^* \right), \phi_{dr} \neq 0 \quad (\text{V.11})$$

où: $h = 0.2785$. $\varepsilon_1 > 0$, $K_1 > 0$ et $K_{\Omega} > 0$ sont des paramètres de conception.

En posant $i_{qs} = i_{qs}^*$ dans (V.10), nous obtenons:

$$\dot{V}_{\Omega} = e_{\Omega} \left(-K_{\Omega} e_{\Omega} - K_1 \tanh\left(\frac{K_1 h}{\varepsilon_1}\right) e_{\Omega} - \frac{T}{J} \right) \quad (\text{V.12})$$

Pour $K_1 > \left| \frac{T}{J} \right|_{max}$, nous obtenons:

$$\dot{V}_{\Omega} \leq -K_{\Omega} e_{\Omega}^2 - K_1 \tanh\left(\frac{K_1 h}{\varepsilon_1}\right) e_{\Omega} + K_1 |e_{\Omega}| \quad (\text{V.13})$$

Avec:

$$|e_{\Omega}| = e_{\Omega} \text{ signe}_{\Omega} \quad (\text{V.14})$$

La dérivée de (V.13) devient:

$$\dot{V}_{\Omega} \leq -K_{\Omega} e_{\Omega}^2 - K_1 \tanh\left(\frac{K_1 h}{\varepsilon_1}\right) e_{\Omega} + K_1 e_{\Omega} \text{ signe}_{\Omega} \quad (\text{V.15})$$

Nous avons [3]:

$$0 \leq K_1 e_{\Omega} \text{ signe}_{\Omega} - K_1 \tanh\left(\frac{K_1 h}{\varepsilon_1}\right) e_{\Omega} \leq \varepsilon_1 \quad (\text{V.16})$$

Par conséquent, la dérivée de la fonction de Lyapunov (V.15) devient:

$$\dot{V}_{\Omega} \leq -K_{\Omega} e_{\Omega}^2 + \varepsilon_1 \quad (\text{V.17})$$

Cela signifie que l'erreur e_{Ω} converge vers une boule dont le rayon dépend du paramètre ε_1 .

c) Etape 3: Commande des courants

L'objectif souhaité ici est de forcer les courants i_{ds} et i_{qs} à suivre leurs références i_{ds}^* et i_{qs}^* respectivement. Soient $e_d = i_{ds} - i_{ds}^*$ et $e_q = i_{qs} - i_{qs}^*$, les erreurs de poursuite des courants. Les dynamiques des erreurs de poursuite sont données par:

$$\begin{aligned}
\dot{e}_d &= -a i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} - \frac{d i_{ds}^*}{dt} \\
\dot{e}_q &= -a i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} P \Omega \phi_{dr} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} - \frac{d i_{qs}^*}{dt} \\
\dot{e}_\phi &= \frac{M}{\tau_r} e_d + \frac{M}{\tau_r} i_{ds}^* - \frac{1}{\tau_r} \phi_{dr} - \dot{\phi}_{dr}^* \\
\dot{e}_\Omega &= \frac{PM}{L_r J} e_q \phi_{dr} + \frac{PM}{L_r J} i_{qs}^* \phi_{dr} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T}{J} - \dot{\Omega}^*
\end{aligned} \tag{V.18}$$

Avec:

$$\begin{aligned}
i_{ds}^* &= -\frac{\tau_r}{M} K_\phi e_\phi + \frac{\phi_{dr}}{M} + \frac{\tau_r}{M} \dot{\phi}_{dr}^* \\
i_{qs}^* &= \frac{J L_r}{MP \phi_{dr}} \left(-K_\Omega e_\Omega - K_1 \tanh \frac{K_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega + \frac{f}{J} \Omega + \dot{\Omega}^* \right) \\
\frac{d i_{ds}^*}{dt} &= \left(\frac{1 - \tau_r K_\phi}{M} \right) \left(\frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{\phi_{dr}}{\tau_r} \right) + \frac{\tau_r K_\phi}{M} \dot{\phi}_{dr}^* + \frac{\tau_r}{M} \ddot{\phi}_{dr}^* \\
\frac{d i_{qs}^*}{dt} &= \frac{J L_r}{MP \phi_{dr}} F_1(e_\Omega) \left(\frac{PM}{L_r J} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{f}{J} \Omega \right) + F_2(e_\Omega, \Omega, \phi_{dr}) + \\
&\quad \frac{J L_r}{MP \phi_{dr}} \left(\frac{f}{J} - F_1(e_\Omega) \right) \dot{\Omega}^* + \frac{J L_r}{MP \phi_{dr}} \ddot{\Omega}^* - \frac{L_r F_1(e_\Omega)}{PM \phi_{dr}} T
\end{aligned} \tag{V.19}$$

où:

$$\begin{aligned}
F_1(e_\Omega) &= -K_\Omega - \frac{K_1^2 h}{\varepsilon_1} \left(1 - \tanh \left(\frac{K_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega \right)^2 \right) + \frac{f}{J} \\
F_2(e_\Omega, \Omega, \phi_{dr}) &= \frac{J L_r}{MP \phi_{dr}^2} \dot{\phi}_{dr} \left(K_\Omega e_\Omega + K_1 \tanh \left(\frac{K_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega \right) - \frac{f}{J} \Omega - \dot{\Omega}^* \right)
\end{aligned}$$

En remplaçant i_{ds}^* , i_{qs}^* , $\frac{d i_{ds}^*}{dt}$ et $\frac{d i_{qs}^*}{dt}$ par leurs expressions, le système des erreurs de poursuite (V.18) devient:

$$\begin{aligned}
\dot{e}_d &= -a i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} - \left(\frac{1 - \tau_r K_\phi}{M} \right) \left(\frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{\phi_{dr}}{\tau_r} \right) - \frac{\tau_r K_\phi}{M} \dot{\phi}_{dr}^* - \frac{\tau_r}{M} \ddot{\phi}_{dr}^* \\
\dot{e}_q &= -a i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} P \Omega \phi_{dr} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} - \frac{J L_r}{MP \phi_{dr}} F_1(e_\Omega) \left(\frac{PM}{L_r J} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{f}{J} \Omega \right) - \\
&\quad \frac{J L_r}{MP \phi_{dr}} \left(\frac{f}{J} - F_1(e_\Omega) \right) \dot{\Omega}^* - \frac{J L_r}{MP \phi_{dr}} \ddot{\Omega}^* + \frac{L_r F_1(e_\Omega)}{PM \phi_{dr}} T - F_2(e_\Omega, \Omega, \phi_{dr}) \\
\dot{e}_\phi &= -K_\phi e_\phi + \frac{M}{T_r} e_d \\
\dot{e}_\Omega &= \frac{PM}{L_r J} e_q \phi_{dr} - K_\Omega e_\Omega - K_1 \tanh \left(\frac{K_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega \right) - \frac{T}{J}
\end{aligned} \tag{V.20}$$

Les commandes réalisant l'objectif de poursuite sont établies ci-dessous.

$$\begin{aligned}
 V_{dsn} = \sigma L_s \left(-K_d e_d + a i_{ds} - \frac{M}{\tau_r} e_\phi - \omega_s i_{qs} - \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} \right. \\
 \left. + \left(\frac{1-\tau_r K_\phi}{M} \right) \left(\frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{\phi_{dr}}{\tau_r} \right) + \frac{\tau_r K_\phi}{M} \dot{\phi}_{dr}^* + \frac{\tau_r}{M} \ddot{\phi}_{dr}^* \right) \quad (V.21)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{qsn} = \sigma L_s \left(-K_q e_q - K_2 \tanh\left(\frac{K_2 h}{\varepsilon_2} e_q\right) + a i_{qs} + \omega_s i_{ds} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} P \Omega \phi_{dr} \right. \\
 \left. - \frac{PM}{J L_r} e_\Omega \phi_{dr} + \frac{J L_r}{MP \phi_{dr}} F_1(e_\Omega) \left(\frac{PM}{J L_r} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{f}{J} \Omega \right) \right. \\
 \left. + F_2(e_\Omega, \Omega, \phi_{dr}) + \frac{J L_r}{MP \phi_{dr}} \left(\frac{f}{J} - F_1(e_\Omega) \right) \dot{\Omega}^* + \frac{J L_r}{MP \phi_{dr}} \ddot{\Omega}^* \right) \quad (V.22)
 \end{aligned}$$

Avec:

$K_d > 0, K_q > 0, K_2 > 0$ et $\varepsilon_2 > 0$ sont des paramètres de conception.

En remplaçant les commandes (V.21) et (V.22) dans (V.20) nous obtenons:

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_d &= -K_d e_d - \frac{M}{\tau_r} e_\phi \\
 \dot{e}_q &= -K_q e_q - K_2 \tanh\left(\frac{K_2 h}{\varepsilon_2} e_q\right) - \frac{PM}{L_r J} e_\Omega \phi_{dr} + \frac{L_r F_1(e_\Omega)}{MP \phi_{dr}} T \\
 \dot{e}_\phi &= -K_\phi e_\phi + \frac{M}{\tau_r} e_d \\
 \dot{e}_\Omega &= \frac{PM}{L_r J} e_q \phi_{dr} - K_\Omega e_\Omega - K_1 \tanh\left(\frac{K_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega\right) - \frac{T}{J}
 \end{aligned} \quad (V.23)$$

Considérons la fonction de Lyapunov suivante:

$$V = \frac{1}{2} (e_\phi^2 + e_\Omega^2 + e_d^2 + e_q^2) \quad (V.24)$$

La dérivée de V par rapport au temps:

$$\begin{aligned}
 \dot{V} &= e_\phi \left(-K_\phi e_\phi + \frac{M}{\tau_r} e_d \right) \\
 &+ e_\Omega \left(\frac{PM}{J L_r} e_q \phi_{dr} - K_\Omega e_\Omega - K_1 \tanh\left(\frac{K_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega\right) - \frac{T}{J} \right) \\
 &+ e_d \left(-K_d e_d + \frac{M}{\tau_r} e_\phi \right) + e_q \left(-K_q e_q - K_2 \tanh\left(\frac{K_2 h}{\varepsilon_2} e_q\right) - \frac{PM}{J L_r} e_\Omega \phi_{dr} + \right. \\
 &\quad \left. L_r F_1 e_\Omega P M \phi_{dr} T \right) \quad (V.25)
 \end{aligned}$$

A partir de l'étape 2 nous avons $K_1 > \left| \frac{T}{J} \right|_{max}$, donc la dérivée de la fonction de Lyapunov (V.25) devient:

$$\dot{V} \leq -K_\emptyset e_\emptyset^2 - K_\Omega e_\Omega^2 - K_d e_d^2 - K_q e_q^2 - K_2 \tanh\left(\frac{K_2 h}{\varepsilon_2} e_q\right) e_q + \frac{F_1(e_\Omega) L_r}{MP \emptyset_{dr}} T e_q + \varepsilon_1 \quad (V.26)$$

Pour $K_2 > \left| \frac{F_1(e_\Omega) L_r}{MP \emptyset_{dr}} T \right|_{max}$, la dérivée de la fonction de Lyapunov (V.26) devient :

$$\dot{V} \leq -K_\emptyset e_\emptyset^2 - K_\Omega e_\Omega^2 - K_d e_d^2 - K_q e_q^2 + \varepsilon_1 + \varepsilon_2 \quad (V.27)$$

Ceci implique que les erreurs e_d, e_q, e_Ω et e_\emptyset sont globalement uniformément exponentiellement paratiquement stables.

Détermination de V_{df} et V_{qf}

V_{df} et V_{qf} sont des lois de commande supplémentaire (unités de compensation) utilisées pour compenser l'effet des défauts. Leur rôle est de reconfigurer les commandes nominales, elles sont choisies comme suit:

$$\begin{aligned} V_{df} &= -\sigma L_s \hat{\Gamma}_d \\ V_{qf} &= -\sigma L_s \hat{\Gamma}_q \end{aligned} \quad (V.28)$$

Où $\hat{\Gamma}_d$ et $\hat{\Gamma}_q$ sont les estimés des défauts qui seront déterminés ci-dessous.

V. 3 Estimation des défauts de la MAS à l'aide d'un observateur à modes glissants d'ordre un

L'objectif est de construire un observateur à modes glissants pour d'une part reconstruire le flux et d'autre part détecter et estimer les défauts affectant la machine.

Considérons le modèle (V.1) de la MAS en présence de défauts rotoriques et statoriques décrit au chapitre II, réécrit ci-dessous:

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -a i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \emptyset_{dr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} + \Gamma_d(z)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -a i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} P \Omega \emptyset_{dr} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} + \Gamma_q(z)$$

$$\frac{d\emptyset_{dr}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \emptyset_{dr}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{L_r J} i_{qs} \emptyset_{dr} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T}{J}$$

où: les courants i_{ds} , i_{qs} et la vitesse Ω sont supposés mesurés. $\Gamma_d(z)$, $\Gamma_q(z)$ sont les défauts que l'on souhaite détecter et estimer.

V.3.1 Synthèse de l'observateur

Afin d'estimer les effets des défauts $\Gamma_d(z)$, $\Gamma_q(z)$ et le flux, nous utilisons l'observateur à modes glissants défini comme suit:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\hat{i}_{ds}}{dt} &= -a\hat{i}_{ds} + \hat{\omega}_s i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \hat{\Phi}_{dr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} - u_d \text{sign} s_d \\
 \frac{d\hat{i}_{qs}}{dt} &= -a\hat{i}_{qs} - \hat{\omega}_s i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} P\Omega \hat{\Phi}_{dr} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} - u_q \text{sign} s_q \\
 \frac{d\hat{\Phi}_{dr}}{dt} &= \frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \hat{\Phi}_{dr} \\
 \hat{\omega}_s &= P\Omega + \frac{M}{\tau_r \hat{\Phi}_{dr}} i_{qs}
 \end{aligned} \tag{V.29}$$

où: \hat{i}_{ds} , \hat{i}_{qs} sont les courants statoriques estimés et $\hat{\Phi}_{dr}$ est l'estimé du flux, $u_d > 0$ et $u_q > 0$ sont des paramètres de conception. Les quantités s_d et s_q désignent les surfaces de glissements, définies comme suit:

$$\begin{aligned}
 s_d &= \hat{i}_{ds} - i_{ds} \\
 s_q &= \hat{i}_{qs} - i_{qs}
 \end{aligned} \tag{V.30}$$

Etude de la convergence de l'observateur

Soient $\varepsilon_d = s_d = \hat{i}_{ds} - i_{ds}$, $\varepsilon_q = s_q = \hat{i}_{qs} - i_{qs}$ et $\varepsilon_\phi = \hat{\Phi}_{dr} - \phi_{dr}$, les erreurs d'estimation des courants et du flux, respectivement, leurs dynamiques sont régies par les équations suivantes:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\varepsilon_d}{dt} &= -a\varepsilon_d + (\hat{\omega}_s - \omega_s) i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \varepsilon_\phi - \Gamma_d(z) - u_d \text{sign} \varepsilon_d \\
 \frac{d\varepsilon_q}{dt} &= -a\varepsilon_q - (\hat{\omega}_s - \omega_s) i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} P\Omega \varepsilon_\phi - \Gamma_q(z) - u_q \text{sign} \varepsilon_q \\
 \frac{d\varepsilon_\phi}{dt} &= -\frac{1}{\tau_r} \varepsilon_\phi
 \end{aligned} \tag{V.31}$$

La convergence de l'observateur consiste à montrer que les erreurs d'estimation tendent asymptotiquement vers zéro. Pour cela, considérons la fonction de Lyapunov suivante:

$$V = \frac{1}{2}\varepsilon_d^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_q^2 \quad (\text{V.32})$$

La dérivée temporelle de V s'écrit:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \varepsilon_d(-a\varepsilon_d + (\hat{\omega}_s - \omega_s)i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \varepsilon_\phi - \Gamma_d(z) - u_d \text{sign} \varepsilon_d) \\ & + \varepsilon_q(-a\varepsilon_q - (\hat{\omega}_s - \omega_s)i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} P\Omega \varepsilon_\phi - \Gamma_q(z) - u_q \text{sign} \varepsilon_q) \end{aligned} \quad (\text{V.33})$$

En choisissant:

$$\begin{aligned} u_d & > \left| -a\varepsilon_d + (\hat{\omega}_s - \omega_s)i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \varepsilon_\phi - \Gamma_d(z) \right|_{\max} \\ u_q & > \left| -a\varepsilon_q + (\hat{\omega}_s - \omega_s)i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} P\Omega \varepsilon_\phi - \Gamma_q(z) \right|_{\max} \end{aligned}$$

La dérivée de V devient:

$$\dot{V} \leq 0 \quad (\text{V.34})$$

Ceci signifie que le mode glissant est atteint, i.e : $\varepsilon_d = \dot{\varepsilon}_d = 0$ et $\varepsilon_q = \dot{\varepsilon}_q = 0$.

Par conséquent, les équations (V.31) deviennent:

$$(\hat{\omega}_s - \omega_s)i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \varepsilon_\phi - \Gamma_d(z) - u_d \text{sign}_{eq} \varepsilon_d = 0 \quad (\text{V.35})$$

$$-(\hat{\omega}_s - \omega_s)i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} P\Omega \varepsilon_\phi - \Gamma_q(z) - u_q \text{sign}_{eq} \varepsilon_q = 0 \quad (\text{V.36})$$

$$\frac{d\varepsilon_\phi}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \varepsilon_\phi \quad (\text{V.37})$$

L'équation (V.37) montre que ε_ϕ converge vers zéro quand $t \rightarrow \infty$, alors $\hat{\omega}_s \rightarrow \omega_s$ et les estimés des défauts sont donnés par:

$$\hat{\Gamma}_d = -u_d \text{sign}_{eq}(\varepsilon_d) \quad (\text{V.38})$$

$$\hat{\Gamma}_q = -u_q \text{sign}_{eq}(\varepsilon_q)$$

Remarque V.1

La fonction $sign_{eq}$ représente la valeur moyenne de la fonction $sign$, elle est obtenue par filtrage ou par approximation de la fonction $sign$ par une fonction de lissage, telle que la fonction tangente hyperbolique (\tanh).

V.4 Analyse de la stabilité en boucle fermée

En présence de défauts, les dynamiques des erreurs de poursuite sont données par :

$$\begin{aligned} \frac{de_d}{dt} = & -ai_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} - \left(\frac{1-\tau_r K_\phi}{M} \right) \left(\frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{\phi_{dr}}{\tau_r} \right) \\ & - \frac{\tau_r K_\phi}{M} \dot{\phi}_{dr}^* - \frac{\tau_r}{M} \ddot{\phi}_{dr}^* + \Gamma_d(z) \end{aligned} \quad (V.39)$$

$$\begin{aligned} \frac{de_q}{dt} = & -ai_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} P\Omega\phi_{dr} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} - \frac{JL_r}{MP\phi_{dr}} F_1(e_\Omega) \left(\frac{PM}{L_r J} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{f}{J} \Omega \right) - \\ & JL_r MP \dot{\phi}_{dr} \\ & (fJ - F_1 e_\Omega) \Omega^* - JL_r MP \dot{\phi}_{dr} \Omega^* + L_r F_1(e_\Omega) MP \dot{\phi}_{dr} T - F_2 e_\Omega \Omega \phi_{dr} + \Gamma_q(z) \end{aligned}$$

$$\frac{de_\phi}{dt} = -K_\phi e_\phi + \frac{M}{\tau_r} e_d$$

$$\frac{de_\Omega}{dt} = \frac{PM}{L_r J} e_q \phi_{dr} - K_\Omega e_\Omega - K_1 \tanh\left(\frac{K_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega\right) - \frac{T}{J}$$

En remplaçant (V.2) dans (V.39), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \frac{de_d}{dt} = & -K_d e_d - \frac{M}{\tau_r} e_\phi + \Gamma_d(z) - \hat{\Gamma}_d(z) \\ \frac{de_q}{dt} = & -K_q e_q - K_2 \tanh\left(\frac{K_2 h}{\varepsilon_2} e_q\right) - \frac{PM}{L_r J} e_\Omega \phi_{dr} + \frac{L_r F_1(e_\Omega)}{MP\phi_{dr}} T + \Gamma_q(z) - \hat{\Gamma}_q(z) \end{aligned} \quad (V.40)$$

$$\frac{de_\phi}{dt} = -K_\phi e_\phi + \frac{M}{\tau_r} e_d$$

$$\frac{de_\Omega}{dt} = \frac{PM}{L_r J} e_q \phi_{dr} - K_\Omega e_\Omega - K_1 \tanh\left(\frac{K_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega\right) - \frac{T}{J}$$

Nous avons montré auparavant que $\hat{\Gamma}_d(z) \rightarrow \Gamma_d(z)$ et $\hat{\Gamma}_q(z) \rightarrow \Gamma_q(z)$. Alors les défauts sont compensés et le système en boucle fermée résultant est stable. La stabilité du système en boucle fermée a été établie sur la base de la fonction de Lyapunov (V.24).

V.5 Résultats de simulation

Des simulations ont été effectuées pour illustrer l'efficacité du schéma de commande proposé. Les paramètres de la MAS utilisés sont:

$$R_s = 1.633\Omega, \quad R_r = 0.93\Omega, \quad L_r = 0.076H, \quad L_s = 0.142H, \quad L_m = 0.099H, \quad J = 0.0111Kg.m^2, \quad f = 0.0018N.m/rad/s \text{ et } p = 2.$$

Les paramètres du contrôleur sont choisis comme suit : $k_d = 650$, $k_q = 500$, $k_\Omega = 0.5$, $k_\phi = 25$, $k_1 = 300$, $k_2 = 300$, $u_d = 26000$, $u_q = 26000$. Les références de la vitesse et du flux sont fixées à $\Omega^* = 100rad/s$ et $\phi_{dr}^* = 0.9Wb$, respectivement, aussi un couple de charge (perturbation) $T = 3.N.m$ est appliqué.

La figure V.1 montre les réponses de la MAS en absence de défauts, commandée uniquement par les commandes nominales par backstepping. Nous constatons que les trajectoires de la vitesse et du flux suivent correctement leurs références et le couple est rejeté. Nous constatons aussi que le flux estimé converge vers sa valeur réelle.

La figure V.2 montre les réponses de la MAS commandée par le contrôleur nominal et en présence de défauts rotoriques et statoriques. Nous constatons que les réponses de la MAS exhibent des oscillations et des déviations de leurs références. Ces figures montrent donc les dégradations causées par les défauts sur le fonctionnement de la machine ainsi commandée.

Afin de compenser ces dégradations, nous appliquons la stratégie de reconfiguration du contrôleur développé dans ce chapitre. La figure V.3 montre les réponses de la MAS dans le cas où les commandes nominales sont reconfigurées par les unités de compensation. L'efficacité des unités de compensation est évidente, en effet les oscillations sont éliminées.

La figure V.4 montre une bonne estimation des défauts.

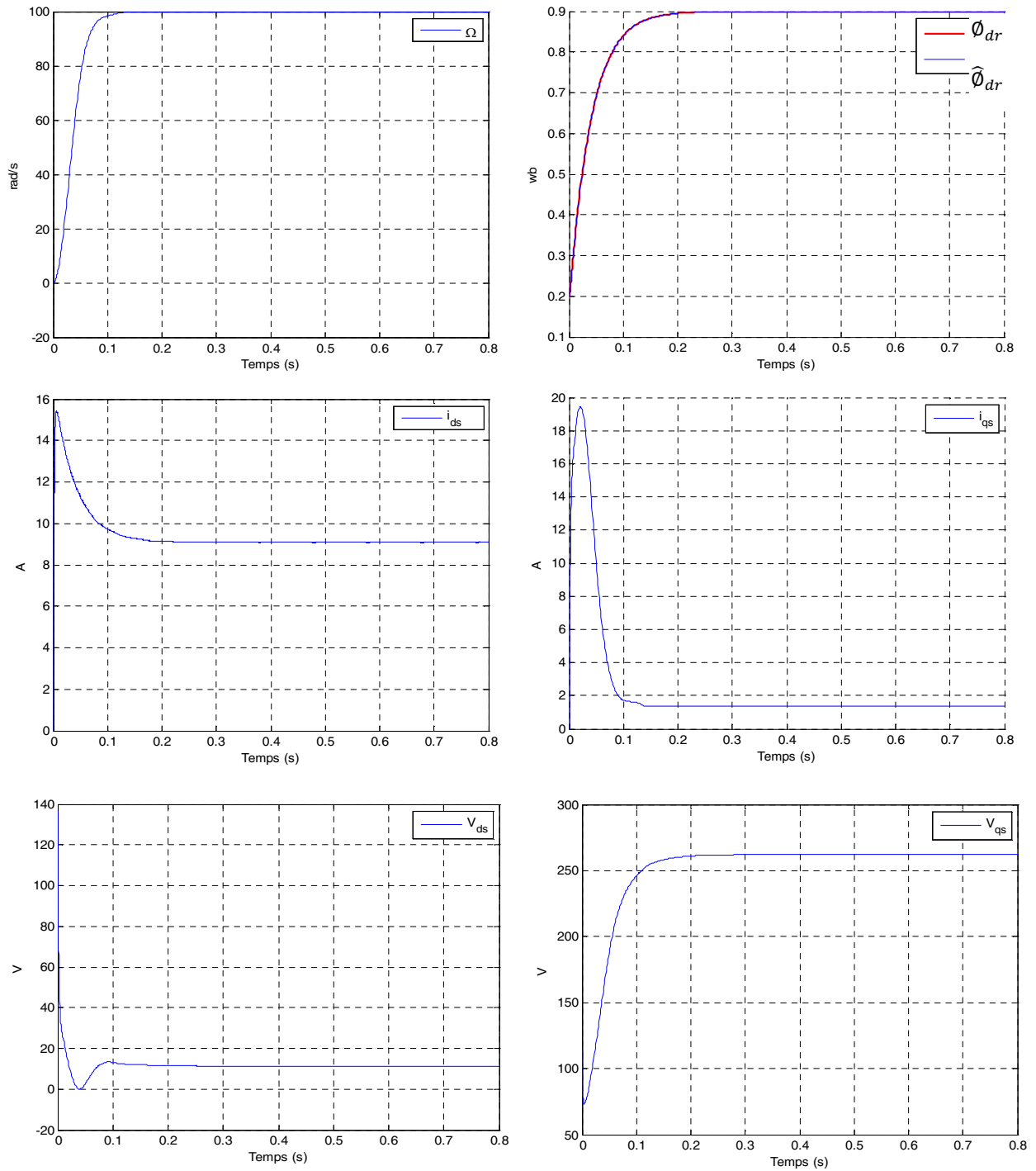


Figure V.1 Réponse de la MAS en absence de défauts, aux commandes nominales

V_{dsn} et V_{qsn}

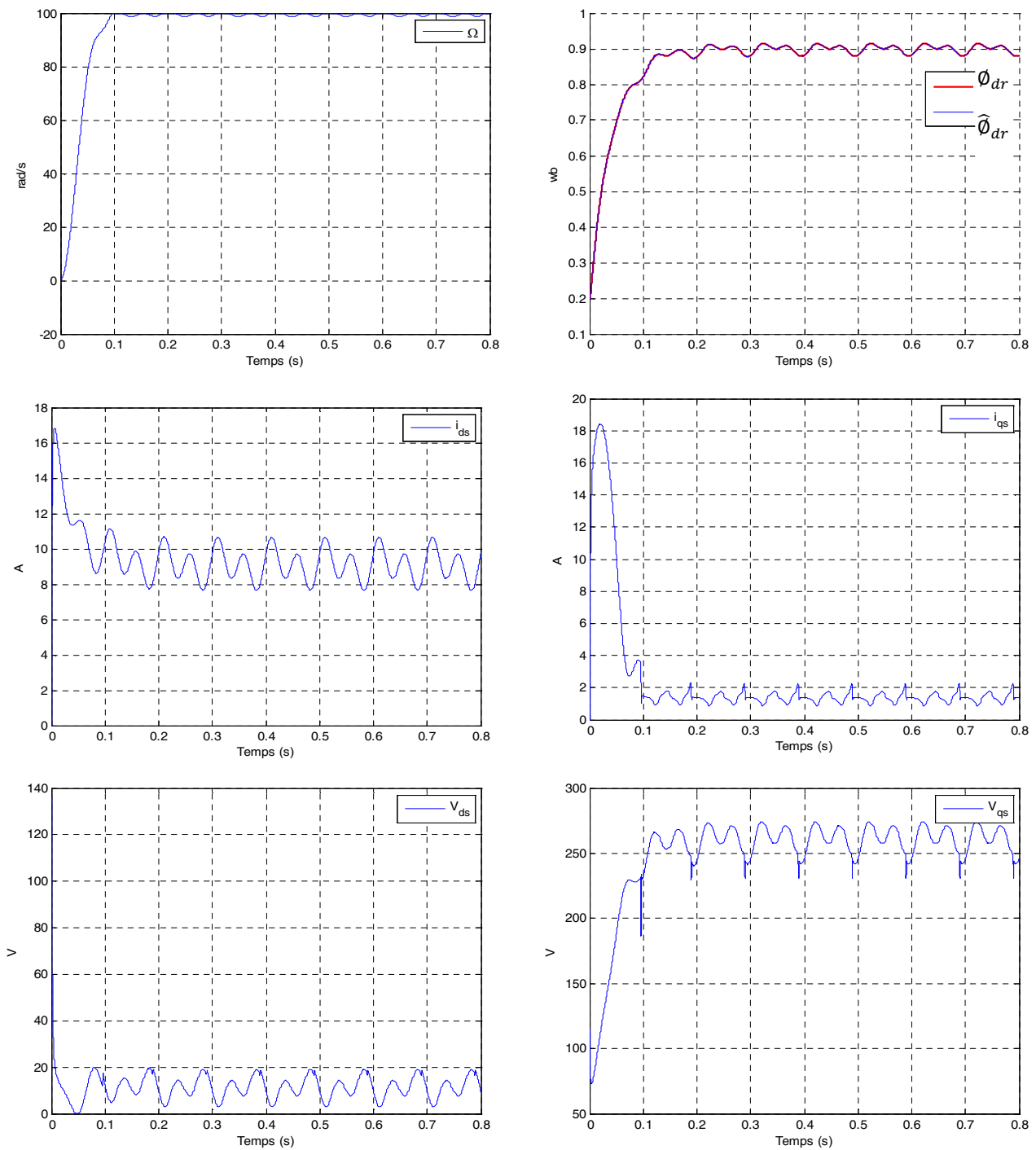


Figure V.2 Réponse de la MAS en présence de défauts aux commandes nominales

V_{dsn} et V_{qsn}

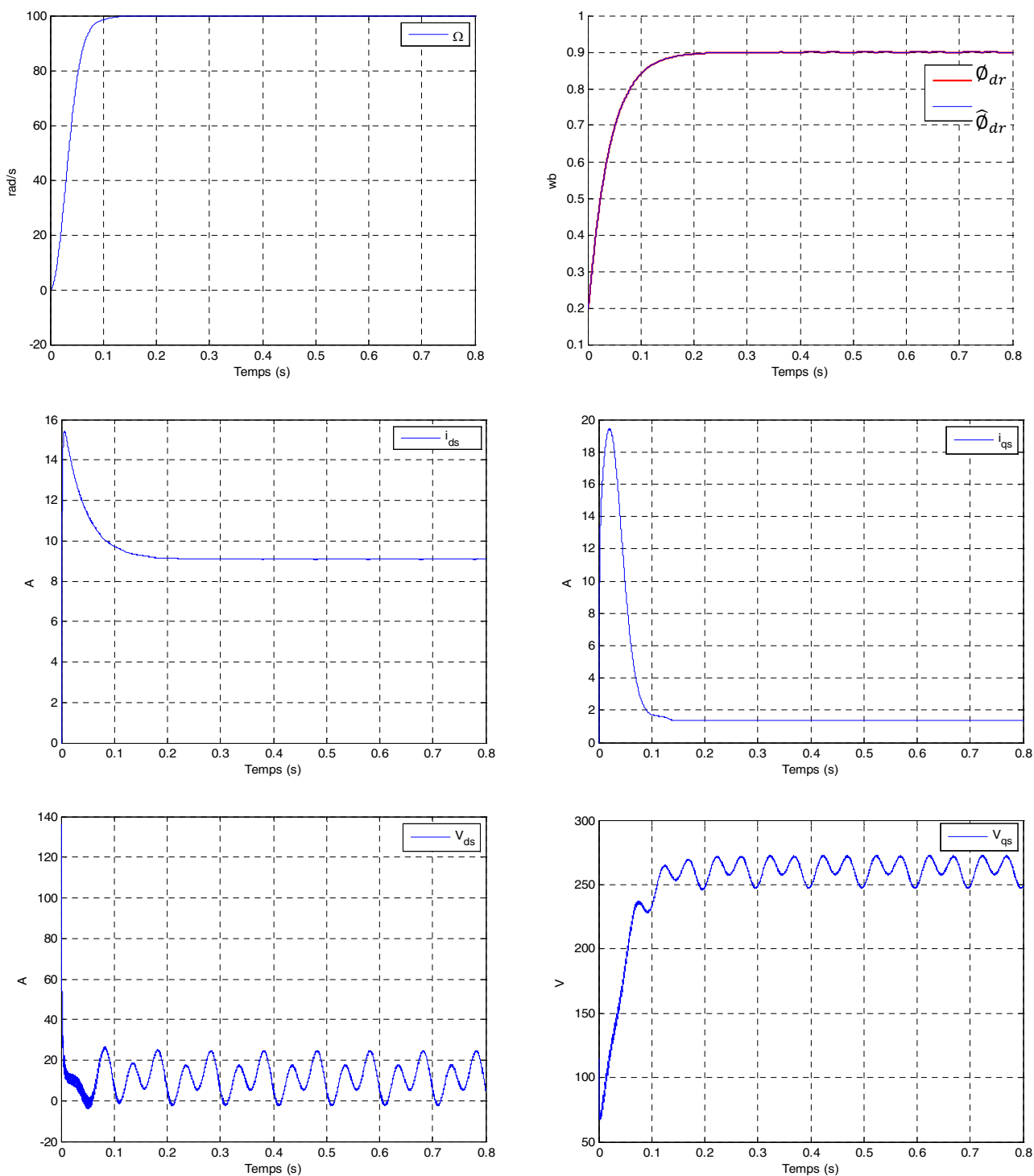


Figure V.3 Réponse de la MAS en présence de défauts, aux commandes tolérantes aux défauts V_{ds} et V_{qs}

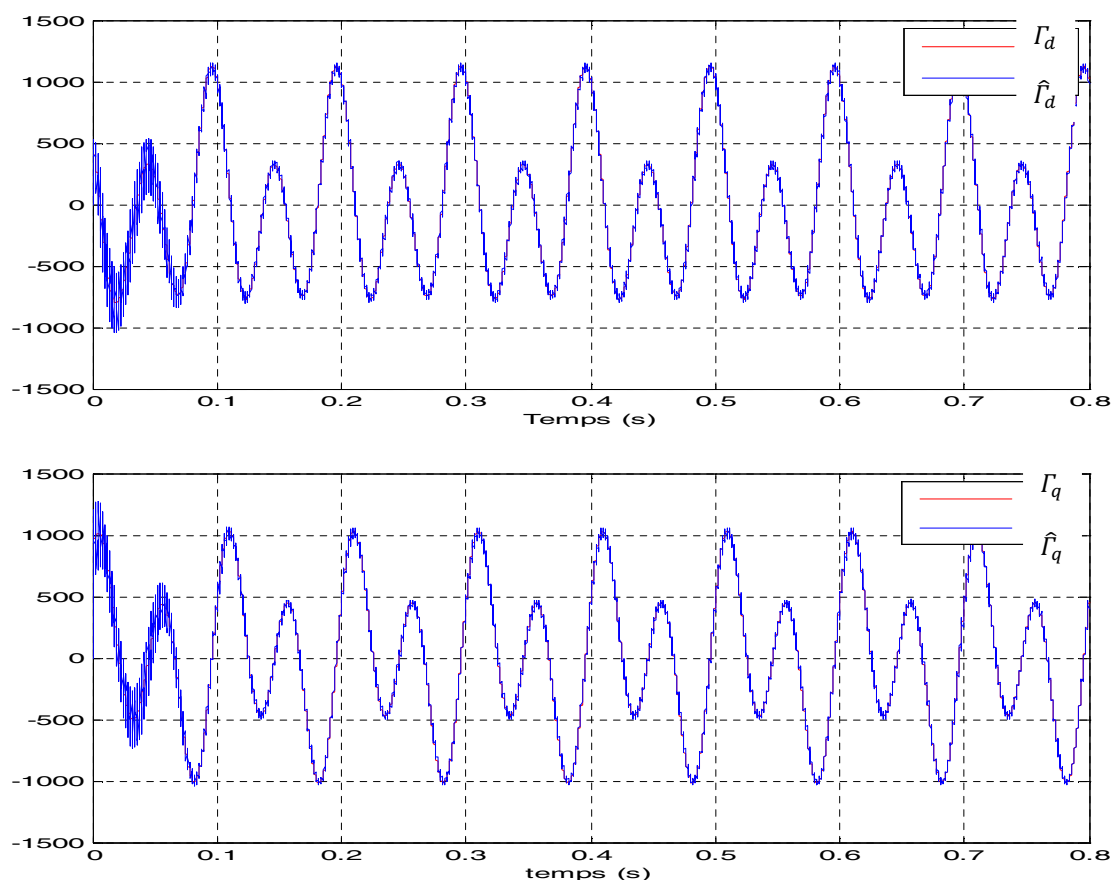


Figure V.4 Les défauts et leurs estimés

V.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a proposé la commande tolérante aux défauts active utilisant un observateur à modes glissants d'ordre un afin de détecter et de compenser les défauts rotoriques et statoriques. En absence de défauts, un contrôleur par backstepping permet de forcer le flux et la vitesse à suivre leurs références et de rejeter l'effet du couple de charge (perturbation). En présence de défauts, on a constaté que les performances de la commande du moteur sont dégradées, alors pour détecter et estimer ces défauts on a utilisé un observateur à mode glissant d'ordre un qui fournit une bonne estimation des défauts. Afin de compenser ces défauts, nous avons introduit une reconfiguration de la loi de commande par l'ajout des lois de commande supplémentaires. Ces dernières exploitent les estimés des défauts fournis par l'observateur (bloc de diagnostic). Nous avons constaté, que la reconfiguration permet de compenser l'effet des défauts. Des résultats théoriques sur la convergence de l'observateur et sur la stabilité en boucle fermée du système ainsi commandé ont été établis. Enfin, les tests de simulation effectués ont permis d'illustrer les résultats théoriques et de vérifier l'efficacité de la commande proposée.

Conclusion générale

Le travail effectué dans ce mémoire a pour but de proposer des méthodes de détection de défauts et de commandes tolérantes aux défauts actives pour les systèmes non linéaires, en particulier la machine asynchrone, à base d'observateurs à modes glissants afin de compenser l'effet de ces défauts statoriques et ou rotoriques. Nous nous sommes particulièrement intéressés à l'utilisation des observateurs à modes glissants vue leur robustesse vis-à-vis des perturbations, leur convergence en temps fini et leur aptitude à estimer les défauts.

Dans le premier chapitre, nous avons rappelé les notions relatives aux deux types de commande tolérante aux défauts, active et passive, les défauts affectant un système, comment les détecter et les localiser et cela entre dans le diagnostic des défauts. Les méthodes de diagnostics existantes dans la littérature sont divisées en deux classes: méthodes avec et sans modèle mathématique. La commande tolérante aux défauts est capable de maintenir la stabilité et d'assurer des performances acceptables en dépit de la présence des défauts, nous avons cité deux types: la première est la commande passive, consiste en la synthèse d'une commande robuste. Elle permet de compenser certains défauts avec des régulateurs fixes. Cette commande n'a besoin ni d'un bloc de diagnostic, ni d'un bloc de reconfiguration ou d'adaptation du contrôleur. La deuxième est la commande active qui a fait l'objet de notre travail. Elle utilise un bloc de diagnostic pour détecter les défauts. Ensuite pour les compenser, elle procède à la modification de la structure ou les paramètres du régulateur.

Dans le deuxième chapitre et après la description de la machine asynchrone triphasée, nous avons cité les principaux défauts affectant cette dernière. Ensuite, nous avons rappelé les techniques et méthodes de surveillance et de diagnostic des défauts dans la machine asynchrone. Le modèle de défauts statoriques et rotoriques induisant des harmoniques dans les courants statoriques, a fait l'objet de notre travail. Le diagnostic par l'analyse spectrale des courants statoriques de la machine asynchrone a montré que la présence des défauts rotoriques ou statoriques, qu'ils soient mécaniques ou électriques, induit des harmoniques dans le spectre des courants statoriques. Ainsi, en modélisant ces harmoniques, on a obtenu le modèle de la machine asynchrone en présence de défauts.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande via le backstepping, elle utilise le principe de stabilité de Lyapunov. Elle est capable de forcer le flux et la vitesse à suivre leurs références en présence d'un couple de charge.

Dans le quatrième chapitre, nous avons rappelé les observateurs utilisés pour les systèmes non linéaires, nous citons par exemple l'observateur à modes glissants d'ordre un qui a fait l'objet de notre travail et qui permet d'estimer les défauts par l'analyse de l'erreur de la sortie en mode glissant.

Enfin, dans le dernier chapitre, nous avons synthétisé la commande active tolérante aux défauts basée sur un observateur à modes glissants en présence de défauts statoriques et rotoriques. La commande élaborée est composée d'une commande nominale basée sur la technique du backstepping et d'une commande supplémentaire qui permet d'annuler l'effet des défauts sur la machine. Cette commande supplémentaire utilise les estimés des défauts fournis par le bloc de diagnostic (observateurs à modes glissants). Nous avons illustré, par des simulations, les résultats théoriques obtenus concernant la convergence de l'observateur, la détection de défauts et la capacité de la commande élaborée à stabiliser le système en boucle fermée en présence des défauts. L'observateur utilisé donne de bons estimés de défauts.

Parmi les perspectives que nous proposons, il serait intéressant de développer les points suivants:

- Associer à la méthode de diagnostic développée une stratégie d'isolation de défauts.
- Eviter l'utilisation d'un capteur de vitesse.

Bibliographie

- [1] **Djamel Eddine Chouaib BELKHIAT**, « Diagnostic d'une classe de systèmes linéaires à commutations: Approche à base d'observateurs robustes », Thèse de Doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, 2011.
- [2] **Mohammed Saïd ACHBI**, « Commande tolérante aux défauts en utilisant les Réseaux de Neurones Artificiels et les Systèmes d'Inférence Floue», Mémoire de Magistère, Département Automatique, 2012.
- [3] **Nadia DJEGHALI**, « Observation, Diagnostic, et Commande de la Machine Asynchrone », Thèse de Doctorat, Spécialité Automatique, UMMTO, 2013.
- [4] **Hicham KHEBBACHE**, « Tolérance aux défauts via la méthode backstepping des systèmes non linéaires. Application: Système UAV de type Quadrirotor », Mémoire de Magister. Université FERHAT ABBAS de SETIF, 2012.
- [5] **Fateh GUENAB**, « Contribution aux systèmes tolérants aux défauts: Synthèse d'une méthode de reconfiguration et/ou de restructuration intégrant la faisabilité des composants », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, Spécialité Automatique, 2007.
- [6] **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, l'Université de Toulouse, 2011.
- [7] **Samir IKNI**, « Diagnostic de pannes et commande tolérante aux fautes d'un robot manipulateur télé-opéré, Mémoire de Magistère, Département d'Electronique, Université de Batna, 2011.
- [8] **Laleg T.M**, « Contribution aux méthodes de diagnostic à base d'observateurs et à la commande tolérante aux défauts: Application à la machine asynchrone et au robot SCARA. Thèse d'ingénieur, ENP d'Alger, 2004.
- [9] **Mokhtar Mahmoud MOHAMMEDI**, « Commande tolérante aux défauts de la Machine Asynchrone à Double Alimentation », Mémoire de Magistère, Département de Génie Electrique, 2014.
- [10] **Riad KHENFER**, « Détection et isolation de défauts combinant des méthodes à base de données appliquées aux systèmes électro-énergétiques », Thèse de Doctorat, Département D'électrotechnique, 2015.
- [11] **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, 2011.
- [12] **Gaeten Didier**, « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances », Thèse de Doctorat de l'université Henry Poincaré, Nancy-I, 2004.
- [13] **Abdelhak BENHENICHE**, « Etude comparée des différentes de commande de la machine asynchrone ».Thèse de Doctorat, Université BADJI MOKHTAR-ANNABA, 2016.

Bibliographie

- [14] **Babak vasghi**, « contribution a l'étude des machines électrique en présence de défaut entre-spores Modélisation-Réduction du courant de défaut ». Thèse de Doctorat à L'Institut National Polytechnique de Lorraine, 2012.
- [15] **CEBAN andrian**, « Méthode globale de diagnostic des machines électriques. Thèse de Doctorat, Université Lille de Nord de France – École doctorale SPI, Université d'Artois – Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement, 2012.
- [16] **Saad BELHAMDI**, « Diagnostic des défauts de la machine asynchrone contrôlée par différentes techniques de commande. Thèse Doctorat à l'université Mohamed Khider-Biskra, 2014.
- [17] **Idriss BENLALOU**, « Commande, Observation et Diagnostic d'un Système Non-linéaire: Application à la Machine Asynchrone en Présence de Défauts. Thèse de Doctorat, université de Batna2, 2016.
- [18] Cours de **Jean-Claude TRIGEASSOU**, « diagnostic des machines électrique », EGEM Génie électrique
- [19] **Fatima BABAA**, « Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone: "Application au diagnostic des défauts statoriques" », Thèse de Doctorat, université de Constantine1, 2014.
- [20] **Ilhem BOUCHARB**, « Modélisation et simulation de défauts d'une machine synchrone à réluctance variable », Mémoire de Magister, Département d'Electrotechnique, Université de Constantine, 2009.
- [21] **Nourredine BESSOUS**, « Contribution au diagnostic des machines asynchrones ». Mémoire de Magistère, Université Mentouri de Constantine.
- [22] **Ammar MEDOUED**, « Surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques: Application aux moteurs asynchrones », Thèse de Doctorat, Université du 20 Août 1955-Skikda, 2012.
- [23] **Redouane BOUSSEKSOU**, « Modélisation analytique des machines asynchrone: Application au diagnostic ». Thèse de Magister, Université Mentouri Constantine, 2007.
- [24] **Mustapha BENSMAINE**, « Réalisation d'un banc d'essai destiné au diagnostic des défauts d'excentricité ». Thèse de Magister, université de Mohamed BOUDIAF-Oran, 2012.
- [25] **M. Lakhdar AGGOUNE**, « détection de défauts dans les procédés industriels par l'utilisation des méthodes d'identification paramétrique », Thèse de Doctorat, Université de FERHAT ABBAS - SETIF 1, 2015.
- [26] : **Issam ATTOUTI**, « Contribution au diagnostic de défauts d'une generatrice asynchrone dans une chaine de conversion d'nergie eolienne », Thèse de Doctorat. Université de Annaba 2015.
- [27] **Slimane MEDJMADJ**, « Méthodes et outils d'aide à la décision en vue de la commande tolérante aux défauts des entraînements électriques», Thèse de Doctorat. Université de FERHAT ABBAS - SETIF 1, 2015.

Bibliographie

- [28] **Ammar BENZAOUIA**, « Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée », Thèse de Doctorat, Université du QUÉBEC à CHICOUTIMI, 2014.
- [29] http://www.baghli.cours_cmde_MAS.pdf.
- [30] **Cherifa BENNANI**, « Stabilisation et estimation de l'état des systèmes non linéaires et application », Mémoire de Magister, UMMTO, 2011.
- [31] **Fatma Zohra DAIKH**, « Contribution des approches de l'intelligence artificielle pour la stabilisation robuste des systèmes non linéaires », Thèse de Doctorat, Université d'Oran, 2015.
- [32] **Khedidja KENDOUCI**, « Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Doctorat, Université d'Oran, 2012.
- [33] **Hanane BOUCHARB**, « Observateurs non linéaires à modes glissants », Mémoire de Magister, Université FERHAT ABBAS-Setif 1-UFAS(Algérie), 2013.
- [34] **Ahmed AOUI**, « Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage », Mémoire de Magister en électrotechnique, Université Mohamed Khider – Biskra, 2011.
- [35] **Boukhalfa NAIT SLIMANI**, « Synthèse d'observateurs non linéaires: Application au diagnostic de défauts », Mémoire de Magister en Automatique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.

,

Résumé

Les défauts qui apparaissent dans la machine électrique ont des causes variées. Ils peuvent être dus au vieillissement des composants de la machine ou bien aux conditions d'utilisation ou tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service. L'objectif de ce travail est la mise en œuvre d'une commande active tolérante aux défauts afin de compenser l'effet des défauts statoriques et rotoriques qui induisent des harmoniques dans les courants statoriques de la machine, pour cela nous avons synthétisé une commande active tolérante aux défauts. Elle est synthétisée en présence de défauts statoriques et rotoriques, et basée sur la commande par backstepping robuste afin de forcer le flux et la vitesse à suivre leurs références en présence d'un couple de charge, et sur un observateur par modes glissants d'ordre un pour estimer les défauts. Les estimés de ces défauts sont injectés dans la commande afin de les compenser, et on a validé par des simulations la technique de commande tolérante aux fautes proposée.

Mots clés : machine asynchrone, les défauts de la machine asynchrone, les méthodes de diagnostic des défauts , modélisation de la machine asynchrone, observateurs non linéaire, observateur par mode glissant, stabilité des systèmes par les méthodes de Lyapunov, commande par backstepping, la commande active tolérante aux défauts.