

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



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

Mémoire de Fin d'Etudes

*En vue de l'obtention du diplôme de
Master 2 Académique en Automatique
Option : Commande des systèmes*

Thème

*Commande tolérante aux défauts :
Application à la machine asynchrone*

Proposé et dirigé par :
M^{me} Nadia Djeghali

Présenté par :
Fariza Oudiai
Lynda Remaki

Soutenues le : 17/10/2012

Promotion 2012

Mots clefs

- Commande tolérante au défaut
- Méthode de diagnostic
- Machine asynchrone
- Commande robuste par backstepping

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la synthèse d'une commande tolérante aux défauts pour la machine asynchrone.

La modélisation de la machine asynchrone en absence et en présence de défauts a été abordée afin d'obtenir un modèle qu'on a utilisé dans les simulations et dans le calcul des lois de commande.

La commande tolérante aux défauts élaborée est composée d'une commande nominale par backstepping.



Remerciements

*Nous tenons à remercier ceux qui ont contribué à l'élaboration de ce modeste travail, notre promotrice **M^{me} Nadia Djeghali** et le professeur **Mr Saïd Djennoune** pour nous avoir guidées, aidées et instruites tout au long de notre travail.*

Nos remerciements s'adressent également aux membres du jury, qui nous feront l'honneur d'évaluer notre travail ainsi que l'ensemble des enseignants du département d'automatique.

Nos derniers mots s'adressent à nos parents, à nos frères et sœurs, à nos ami (e)s et à tous nos proches. Nous vous remercions du fond du cœur pour toute l'aide et l'amour que vous nous apportez chaque jour que Dieu fait.



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

À mes parents, que dieu me les garde,

*À la mémoire de mon grand-père maternelle **Ahmed**, qui vivra
éternellement dans mon cœur,*

*À mon plus cher frère : **RAMDANE**,*

*À mes plus chères sœurs : **ZOHRRA** et **HAKIMA**,*

*À mon plus cher neveu : **YANICE**,*

À tous mes amis,

*À tous ceux qui ont contribué de près ou de loin dans mon
éducation.*

*Votre amour et votre encouragement ont été la raison de ma
réussite et le serons pour toujours,*

Que Dieu m'aide à toujours faire votre fierté.



Fariza Oudiai



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

À ma chère maman,

À mon cher mari Nassim,

À mes sœurs et frères,

À toute ma famille

À tous mes amis,





SOMMAIRE

Introduction Générale.....	1
Chapitre I : Introduction à la commande tolérante aux défauts	
I.1 Introduction.....	2
I.2 Systèmes tolérants aux défauts.....	2
I.2.1 Commande tolérante aux défauts Passive.....	3
I.2.2 Commande tolérante aux défauts active.....	4
I.2.3 Méthodes de conception.....	5
I.2.3.1 Les méthodes à base de projection	5
I.2.3.2 Méthodes de reconception en ligne.....	5
I.3 Différents types de défauts.....	5
I.3.1 Défauts actionneurs.....	6
I.3.2 Défauts capteurs.....	6
I.3.3 Défauts composants ou systèmes.....	7
I.4 Modélisation des défauts.....	8
I.5 Diagnostic des défauts.....	9
I.5.1 Détection du défaut.....	9
I.5.2 Localisation des défauts.....	10
I.5.2.1 Les résidus structurés.....	10
I.5.2.2 Les résidus directionnels.....	11
I.5.3 Identification du défaut.....	11
I.6 Méthodes du diagnostic.....	11
I.6.1 Méthodes sans modèle mathématique.....	11
I.6.2 Méthodes avec modèle mathématique.....	11
I.6.2.1 Génération de résidus.....	11
I.6.2.2 Logique de décision.....	11
I.7 Exemple du diagnostic à base du modèle.....	14
I.7.1 Principe d'un générateur de résidu.....	14
I.7.2 Génération de résidus.....	15
I.7.3 Détection et localisation des défauts.....	17
I.8 Conclusion.....	19
Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone sans et avec défaut	
II.1 Introduction.....	20
II.2 Eléments de constitution de la machine asynchrone.....	20
II.2.1 Stator.....	21
II.2.2 Rotor.....	22
II.2.2.1 Rotor bobiné.....	22

II.2.2.2 Rotor à cage d'écureuil.....	23
II.2.3 Paliers.....	23
II.3 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone.....	24
II.4 Principaux domaines d'utilisation de la machine asynchrone.....	24
II.5 Modélisation de la machine asynchrone en absence des défauts.....	25
II.5.1 Modélisation dans le repère triphasé abc.....	25
II.5.1.1 Description.....	25
II.5.1.2 Définition des angles.....	25
II.5.1.3 Hypothèses simplificatrices. Convention de signe.....	26
II.5.1.4 Mise en équation du fonctionnement de la machine.....	26
II.5.2 Modèle de Park de la machine asynchrone.....	28
II.5.2.1 La transformation de Park.....	28
II.5.2.2 Equation de la machine dans les axes dq.....	30
II.5.3 Modèle dans le repère $\alpha\beta$	35
II.5.4 Modèle de la machine à flux orienté.....	35
II.6 Les principaux défauts dans la machine asynchrone.....	36
II.6.1 Défaillances mécaniques.....	36
II.6.1.1 Défauts de roulements.....	37
II.6.1.2 Défauts d'excentricité.....	38
II.6.2 Défaillances électriques.....	40
II.6.2.1 Au niveau du stator.....	40
II.6.2.1.1 Les défauts de bobinage statorique.....	40
II.6.2.2 Au niveau du rotor.....	41
II.6.2.2.1 Cassure de barre.....	42
II.6.2.2.2 Rupture d'anneaux.....	43
II.7 Méthodes de diagnostic de la machine asynchrone.....	44
II.7.1 Analyse spectrale des signaux.....	44
II.7.1.1 Analyse des courants statoriques.....	45
II.7.2 Estimation paramétrique.....	45
II.7.3 Méthode d'intelligence artificielle.....	45
II.7.4 Observateur.....	46
II.8 Modélisation des harmoniques dues aux défauts.....	46
II.9 Modèle de la machine asynchrone en présence de défauts	49
II.10 Conclusion.....	49
Chapitre III : commande robuste par backstepping	
III.1 Introduction.....	50
III.2 Généralités et définitions.....	50

III.2.1 Stabilité (Définition intuitive).....	50
III.2.2 Stabilité (Selon Lyapunov).....	50
III.2.3 Stabilité locale et stabilité globale.....	51
III.2.3.1 Stabilité locale.....	51
III. 2.3.2 Stabilité globale.....	52
III.2.4 Région d'attraction.....	52
III.3 Méthodes d'analyse.....	52
III.3.1 Première méthode de Lyapunov.....	53
III.3.2 Deuxième méthode de Lyapunov.....	53
III.4 Commande basée sur les fonctions de Lyapunov.....	56
III.4.1 Application à la conception.....	57
III.5 Conception par backstepping.....	59
III.6 Conclusion.....	65
Chapitre IV : commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone	
IV.1 Introduction.....	66
IV.2 Modèle du moteur asynchrone en présence de défauts	66
IV.3 Conception de la commande tolérante aux défauts.....	67
IV.3.1 Calcul de V_{dsn} et V_{qsn}	67
IV.3. 2 Calcul de V_{df} et V_{qf}	71
VI.4 Stabilité du système en boucle fermée.....	72
IV.5 Estimateur du flux.....	74
IV.6 Les résultats de simulation.....	74
IV.6.1 Interprétations des résultats.....	75
IV.7 Conclusion.....	80
Conclusion générale	81
Références bibliographiques	



INTRODUCTION

GÉNÉRALE

La machine asynchrone, spécialement le moteur asynchrone joue un rôle important dans le domaine de la conversion de l'énergie électromécanique. Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible coût d'achat de fabrication. Mais les machines subissent de plus en plus des perturbations de types variés : (thermique, électrique, mécanique...etc.)[3]. Ces perturbations induisent des défauts dans les machines asynchrones. L'apparition d'un défaut conduit le plus souvent à un arrêt irrémédiable de la machine entraînant, en conséquence un coût de réparation non négligeable pour l'entreprise sans oublier la perte de production occasionnée. Pour ceci, la synthèse des systèmes de commande tolérants aux défauts est inévitable.

Un système de commande tolérant aux fautes est un système capable de maintenir la stabilité et un certain degré de performance en présence de défauts. Deux approches ont été distinguées : passive et active [9]. Il existe plusieurs procédures de diagnostic. Le choix d'une approche est lié à la connaissance que l'on souhaite acquérir sur le système, mais aussi à la complexité de ce système [3].

Pour ce faire, on va structurer notre travail en quatre chapitres.

Le chapitre un sera consacré aux notions théoriques nécessaires au développement d'une commande tolérante aux défauts. Les avantages et les inconvénients de chaque représentation mathématique des défauts ont été discutés et les points forts et faibles de chaque méthode de commande tolérante aux défauts ont été mis en évidence.

Les éléments de la machine asynchrone, ainsi que sa modélisation en présence et en absence de défauts, et les différents défauts qui affectent cette machine seront abordés dans le chapitre deux.

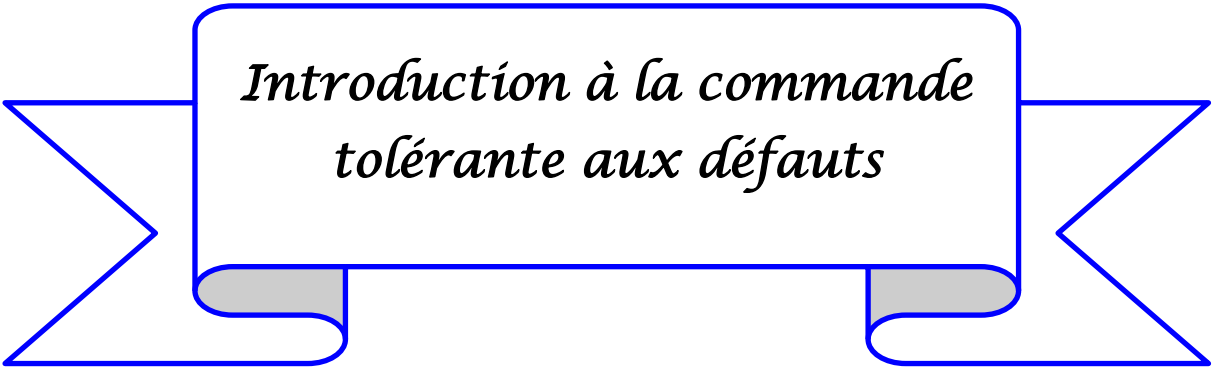
Dans le cadre de commande robuste des processus dynamiques, une commande non linéaire par backstepping sera présentée dans le troisième chapitre. On traitera d'abord quelques notions théoriques liées à cette technique.

Par la suite, on calculera la commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone, et on obtiendra les différents résultats de simulation pour l'interpréter ce qui sera l'objet du dernier chapitre.

Enfin, ce travail sera complété par une conclusion générale à travers laquelle on exposera les principaux résultats obtenus.



CHAPITRE I



*Introduction à la commande
tolérante aux défauts*

I.1 Introduction

En raison d'une modernisation incessante des outils de production, les systèmes industriels deviennent de plus en plus complexes et sophistiqués. En parallèle, une demande accrue de fiabilité, de disponibilité, de reconfigurabilité et de sûreté de fonctionnement des systèmes sont devenus de véritables enjeux du troisième millénaire.

L'automatique, qui repose sur une notion de système représentant un ensemble d'éléments formant un tout structuré, a permis à l'homme de développer des méthodes de supervision telles que le diagnostic et la commande tolérante aux défauts des systèmes.

Le système de commande tolérant aux défauts a pour but de maintenir des performances proches de celles désirées tout en préservant la stabilité, non seulement en l'absence de défauts mais également en présence de composants défectueux (pannes). Si les performances initiales ne peuvent plus être garanties, un système de commande tolérant aux défauts doit assurer au moins des performances dégradées acceptables ou arrêter le système.

Dans ce chapitre, en premier lieu, nous présenterons la modélisation des défauts qui peuvent affecter le système à savoir les représentations additives et multiplicatives. Par la suite, dans le but d'assurer la continuité de fonctionnement même en présence des défauts, une introduction à la commande tolérante aux défauts sera exposée.

I.2 Systèmes tolérants aux défauts

Un système tolérant aux défauts possède la capacité de maintenir les objectifs nominaux en dépit de l'occurrence d'un défaut et à s'en accommoder de manière automatique. Il permet notamment de garantir la stabilité du système et/ou des performances dégradées acceptables en présence de défauts. Un conventionnel gain de retour d'état peut s'avérer très limité à amener le système vers des comportements non désirés, voire à l'instabilité, en présence d'un défaut. Pour pallier de telles catastrophes, de nouvelles lois de commande ont été développées dans le but précis de maintenir les performances du système ainsi que sa stabilité, lors d'un mauvais fonctionnement du système. Dans le domaine industriel ou en aéronautique, ce type de problèmes a été souvent évité en se fondant sur de la redondance matérielle à base d'actionneurs et de capteurs. Cette stratégie est non seulement onéreuse mais elle requiert aussi un important dispositif de maintenance. Ainsi, la commande

tolérante aux défauts traitée de manière analytique, permet d'éviter de tels coûts d'achat et d'entretien[3].

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 défectueux.

Nous distinguons deux types de commandes tolérantes aux défauts :

I.2.1 Commande tolérante aux défauts passive (Passive Fault Tolerant Control, PFTC)

De façon générale, les approches passives de la commande tolérante aux défauts sont basées sur les techniques de conception d'une loi de commande robuste [4].

L'objectif est de synthétiser une loi de commande tolérante aux défauts qui assure un niveau de performance acceptable pour un fonctionnement normal et, de surcroît, pour un ensemble prédéfini de modes défectueux. L'inconvénient majeur de ces approches réside dans le fait que la robustesse accrue vis-à-vis de certains défauts est obtenue au dépend d'un niveau de performance dégradé en régime normal de fonctionnement [4].

Pratiquement, ces techniques présentent donc un inconvénient majeur: si l'on considère que les défauts sont des événements qui ne se produisent que rarement (hypothèse raisonnable !), il n'est pas souhaitable de dégrader de manière significative et permanente les performances du système afin d'être insensible envers une classe restreinte de défauts qui ne se produirait qu'occasionnellement lors d'un cycle de fonctionnement. De plus, il apparaît évident que plus l'ensemble des défauts prédéfini sera grand et/ou plus l'impact de ces défauts est jugé important sur le niveau de performances pouvant être atteints, plus le comportement en situation normale sera dégradé. Ainsi, les systèmes de commande tolérants passifs garantissent de manière générale un faible niveau de performances. Cependant, dans certaines applications où la classe de défauts est connue et restreinte, ces techniques pourraient s'avérer suffisantes [4].

commande et le système à contrôler à travers un changement des paramètres et de la structure de la loi de commande.

3) La restructuration

Elle consiste en la synthèse d'une nouvelle loi de commande en modifiant la structure et les paramètres de cette dernière. Elle est utilisée dans le cas où le problème de commande n'a pas de solution avec l'accommodation et la reconfiguration.

I.2.3 Méthodes de conception

Les méthodes de conception de régulateurs tolérants aux défauts actifs se subdivisent en deux catégories :

I.2.3.1 Les méthodes à base de projection

Dans les méthodes à base de projection, il s'agit de sélectionner la loi de commande adéquate à partir d'un ensemble de correcteurs pré-calculés hors ligne.

I.2.3.2 Méthodes de reconception en ligne

Les méthodes de reconception en ligne impliquent un calcul en ligne des paramètres du correcteur (commande reconfigurable) ou une nouvelle synthèse de la loi de commande modifiant ainsi la structure et les paramètres de cette dernière (commande restructurable).

I.3 Différents types de défauts

Un défaut peut être défini comme une modification suffisamment importante et permanente des caractéristiques physiques d'un système ou d'un composant.

Un système défaillant (qui subit un défaut) est incapable d'accomplir correctement sa ou ses fonctions avec les performances requises. La figure I.2 suivante montre les différents types de défauts :

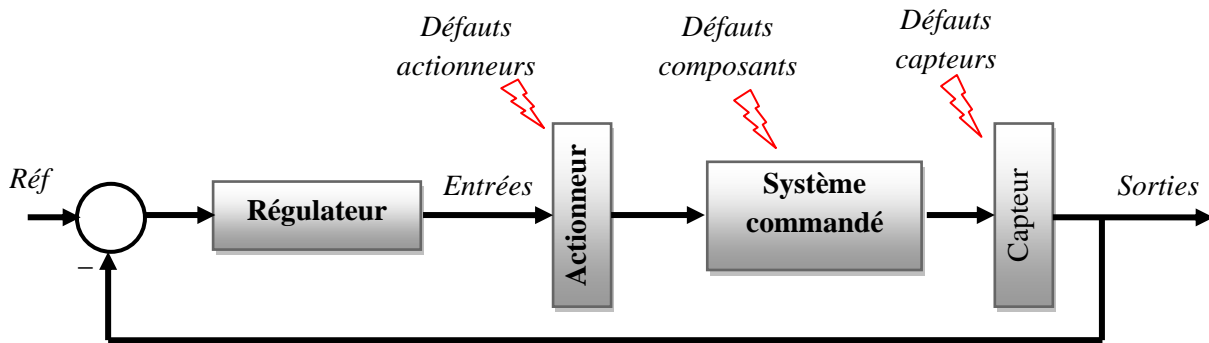


Figure I.2 Types de défauts.

I.3.1 Défauts actionneurs

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

Un défaut partiel du vérin peut être la conséquence d'une baisse d'efficacité due à un problème hydraulique (fuite), à un vieillissement ou une saturation.

I.3.2 Défauts capteurs

Un défaut de capteur, qui représente une erreur dans la mesure d'une grandeur physique, peut être partiel ou total. La perte totale d'un capteur (câblage) est due, par exemple, à une perte de connexion physique (électrique par exemple) entre la source d'information et le capteur ou un dysfonctionnement du capteur (usure mécanique, problème logiciel, etc). Un défaut partiel apparaît sous forme d'un biais, d'une dérive, d'une baisse d'efficacité, d'un défaut de calibrage, etc. Afin de détecter des défauts de capteurs, l'utilisation d'une redondance matérielle est possible. Cette technique est très fiable, mais son inconvénient majeur est le coût engendré ainsi que son encombrement [5].

I.3.3 Défauts composants ou systèmes[6]

C'est les défauts qui ont lieu dans les composants du système lui-même. C'est-à-dire tous les défauts qui ne peuvent pas être classés parmi les défauts de capteurs ou d'actionneurs, sont groupés dans la catégorie des défauts de composants. Ces défauts représentent les changements des paramètres physiques du système, par exemple la masse, les coefficients aérodynamiques, la constante de dissipation, etc. Ils ont souvent comme conséquence le changement du comportement dynamique du système commandé.

En plus, suivant la manière dont les défauts sont modélisés, ils sont classés en additif et multiplicatif, comme représenter sur la figure I.3. Les défauts additifs conviennent pour représenter les défauts dans les composants du système, alors que les défauts de capteurs et d'actionneurs sont les le plus souvent multiplicatifs par nature.

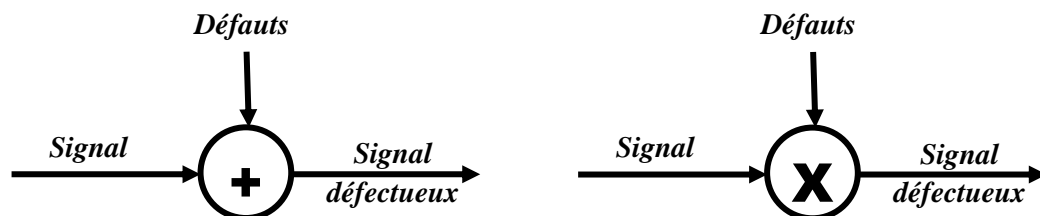


Figure I.3 Les défauts selon leur représentation.

Les défauts sont classés également selon leurs caractéristiques temporelles (voir la figure I.4) comme brusque, progressif et intermittent. Les défauts brusques (biais) se produisent instantanément souvent à cause de dommages matériels. Habituellement ils sont très graves car ils affectent les performances et/ou la stabilité du système commandé, de tels défauts exigent une réaction rigoureuse du bloc commande tolérante au défaut FTC. Les défauts progressifs représentent les changements lents des valeurs paramétriques. Souvent dus au vieillissement, ils sont plus difficiles à détecter en raison de leur dynamique lente, mais sont également moins graves. Les défauts intermittents (valeurs aberrantes) sont des défauts qui apparaissent et disparaissent à plusieurs reprises, par exemple à cause d'un câblage partiellement endommagé.

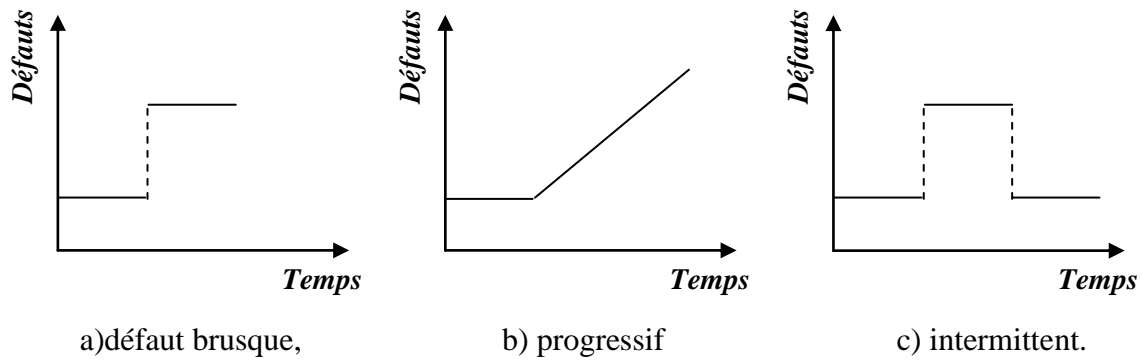


Figure I.4 Répartition des défauts selon le comportement temporel.

I.4 Modélisation des défauts[2]

La représentation d'état du système dans les conditions nominales est la suivante

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

Avec $x(t)$ représente le vecteur d'état, $u(t)$ le vecteur de commande et $y(t)$ le vecteur de sortie du système, tels que : $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$ et $y \in \mathbb{R}^p$. A , B , C et D sont des matrices de dimensions respectives $n \times n$, $n \times m$, $p \times n$. Alors :

Les défauts actionneurs et les défauts capteurs sont modélisés comme des signaux additifs respectivement aux signaux d'entrée et aux signaux de sorties.

Les défauts systèmes sont modélisés comme une dynamique additionnelle avec une matrice de distribution.

Si l'on suppose que les trois types de défauts agissant sur le système, la modélisation mettant en évidence ces derniers peut être donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Hd_s(t) + B(u(t) + Q_a d_a(t)) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) + Q_c d_c(t) \\ d_s(t) \in \mathbb{R}^{n \times 1}, d_a(t) \in \mathbb{R}^{m \times 1} \text{ et } d_c(t) \in \mathbb{R}^{p \times 1} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Où $d_s(t)$, $d_a(t)$ et $d_c(t)$ représentent respectivement les défauts systèmes, les défauts actionneur et les défauts des capteurs. La matrices H , Q_c et Q_a sont respectivement des matrices de distribution des défauts système, des défauts capteurs et des défauts actionneurs.

Remarque I.1

En plus des défauts, le système peut être soumis à d'autres signaux dits entrées inconnues (perturbations et bruits), ainsi qu'à des incertitudes de modélisation.

I.5 Diagnostic des défauts

Le diagnostic est défini comme l'ensemble des actions mises en œuvre afin de détecter et localiser les défauts affectant le système. La détection concerne la mise en évidence d'événements qui affectent l'évolution d'un système. La détection consiste à comparer le fonctionnement réel du système avec ce qu'il devrait être sous l'hypothèse de fonctionnement nominal. La tâche de localisation consiste à analyser les événements de façon à pouvoir déterminer le type de défauts (capteur, actionneur, etc.) ainsi que les composants défectueux du système [8]. Il comporte trois étapes :

I.5.1 Détection du défaut (Fault Detection - FD) [2]

C'est la fonction consistant à déterminer l'apparition et l'instant d'occurrence d'un défaut. Cette fonction peut être obtenue en utilisant le résidu $r(t)$ généré en comparant le comportement du modèle du système à celui du système réel. Idéalement, un résidu est nul lorsque le système est en fonctionnement normal. Dans les méthodes de diagnostic à base d'observateurs, généralement, le résidu $r(t)$ est formé par la comparaison des sorties estimées mesurées :

$$r(t) = y(t) - \hat{y}(t) \quad (I.3)$$

Le vecteur de résidus $r(t)$ permet la détection d'un défaut $f(t)$ si la condition suivante est satisfaite

$$r(t) = 0, \forall t \text{ si et seulement si } f(t) = 0, \forall t \quad (I.4)$$

Dans des situations réelles, le résidu $r(t)$, en l'absence de défaut, est à moyenne nulle à cause de la présence de bruit, de perturbations et d'incertitudes de modélisation en plus des bruits engendrés par la chaîne de mesure et d'acquisition des données. En présence de défauts, une déviation du résidu $r(t)$ est observée correspondant à l'apparition d'un défaut. Afin de pouvoir détecter un défaut, le résidu $r(t)$ est comparé à un seuil J_{th} défini en fonction des erreurs de modélisation, des perturbations et des bruits de mesure.

Dans certaines méthodes utilisant des approches par minimisation de transfert de ces entrées non désirées vers les résidus, le taux d'atténuation peut être utilisé afin de définir le seuil de détection. On choisit d'utiliser la logique de décision suivante :

$$\begin{cases} r(t) < J_{th} , \text{ pas de défaut détecté} \\ r(t) \geq J_{th} , \text{ présence de défaut} \end{cases} \quad (I.5)$$

I.5.2 Localisation des défauts (Fault Isolation- FI) [2]

Après la détection d'un défaut dans le système, il est important de pouvoir situer exactement le composant affecté. Cette étape s'appelle localisation ou isolation de défaut. Elle s'appuie fréquemment sur la génération de résidus de manière à ce qu'un ensemble de ces résidus soit sensible à certains défauts et insensible aux autres défauts.

La génération des résidus sensibles à des combinaisons des défauts est une logique de décision adaptée, permet de localiser les défauts.

Deux types de résidus sont obtenus : les résidus structurés et les résidus de directions privilégiées.

I.5.2.1 Les résidus structurés

Sont construits de manière à être sensibles à un sous-ensemble de défauts et insensibles aux autres. Considérons par exemple un vecteur de résidus $r(t) \in \mathbb{R}^{nr}$ et un vecteur de défauts $f(t) \in \mathbb{R}^{nf}$.

Les m composantes $r_m(t)$, qu'on appellera $r_m(t)$, ne sont sensibles qu'aux m composantes des défauts $f(t)$ qu'on appellera $f_i(t)$

$$\begin{cases} r_m(t) \geq J_{th} \Leftrightarrow \text{Présence de défaut } f_i(t) \\ r_m(t) < J_{th} \Leftrightarrow \text{Pas de défaut } f_i(t) \text{ détecté} \end{cases}, \forall t \quad (I.6)$$

En suivant cette démarche, un ensemble de résidus est généré de façon à considérer toutes les combinaisons possibles permettant la localisation de chaque défaut.

Les sensibilités des résidus (résidus dépassant ou non le seuil de détection) sont répertoriées dans une table binaire appelée table de signature théoriques. Si un résidu est sensible à un défaut, un 1 est mis dans la case correspondante dans la table, et s'il est insensible, un 0 est mis dans cette case.

Dans certaines situations, un phénomène de compensation empêche la prise de décision et il serait dangereux de se prononcer sur certains défauts d'où l'introduction d'un autre état qui est la non-décision représentée dans la table par ? Qui signifie qu'aucune décision n'est possible quant à la présence ou non du défaut.

Après l'élaboration de la table de signatures théoriques, les résidus générés sont comparés à chaque instant à cette table afin de déclencher l'alarme correspondant à l'apparition d'un défaut sur l'élément affecté du système.

I.5.2.2 Les résidus directionnels [2]

Sont construits de manière à ce que le vecteur des résidus $r(t)$ s'oriente selon une certaine direction dans l'espace des résidus, en présence de défauts. Par exemple, le vecteur de résidus $\vec{r}_i(t)$ en réponse à un défaut $f_i(t)$ s'oriente vers une direction particulière :

$$\vec{r}_i(t) = \alpha_i(t)\vec{l}_i, \quad i=1, \dots, n_f \quad (I.7)$$

Où \vec{l}_i est un vecteur constant appelé signature directionnelle du défaut $f_i(t)$ et $\alpha_i(t)$ est une fonction scalaire qui dépend du défaut $f_i(t)$. Dans cette approche, la localisation est réalisée par la comparaison des directions des résidus à des signatures directionnelles théoriques obtenues a priori. L'inconvénient de cette méthode est que la localisation n'est possible que pour de grandes variations des projections car la comparaison consiste à étudier la proximité du vecteur de résidus à chaque instant aux vecteurs représentant les signatures théoriques.

I.5.3 Identification du défaut (Fault identification ou Fault estimation)

Cette étape consiste à fournir à chaque instant la valeur du défaut :

$$\vec{r}_i(t) = f_i(t), \forall t, i=1, \dots, n_r, (n_f = n_r) \quad (I.8)$$

I.6 Méthodes du diagnostic [2]

Les méthodes de diagnostic de défauts utilisées dans les différents secteurs industriels sont très variées, elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés. Il existe deux types de méthodes qui sont :

I.6.1 Méthodes sans modèle mathématique

Au sens strict, ces méthodes supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expertise humaine confortée par un solide retour d'expérience. Dans cette catégorie, on retrouve les méthodes basées sur les tests statistiques et celles basées sur l'intelligence artificielle [2].

I.6.2 Méthodes avec modèle mathématique

Ces méthodes nécessitent un modèle dynamique représentant le système le mieux possible. Les fonctions de détection et de localisation des fautes dans ces méthodes sont généralement réalisées en deux étapes :

I.6.2.1 Génération de résidus [7]

Les entrées et les sorties mesurées du système sont traitées pour générer des signaux, indicateurs de défauts appelés résidus qui restent identiquement nuls lors du fonctionnement normal, et qui réagissent aux fautes auxquelles ils sont sensibles.

I.6.2.2 Logique de décision [7]

La vraisemblance des résidus relativement aux éventuelles fautes est calculée. Souvent un résidu scalaire suffit pour détecter la présence d'une anomalie dans le système.

Cependant pour la localiser, un vecteur de résidus sensibles aux différentes fautes est généralement nécessaire. Les tests effectués pour la décision peuvent se traduire en un simple filtrage passe-bas, suivi d'un contrôle de dépassements de seuils prédéfinis ou bien en l'utilisation de méthodes statistiques plus sophistiquées.

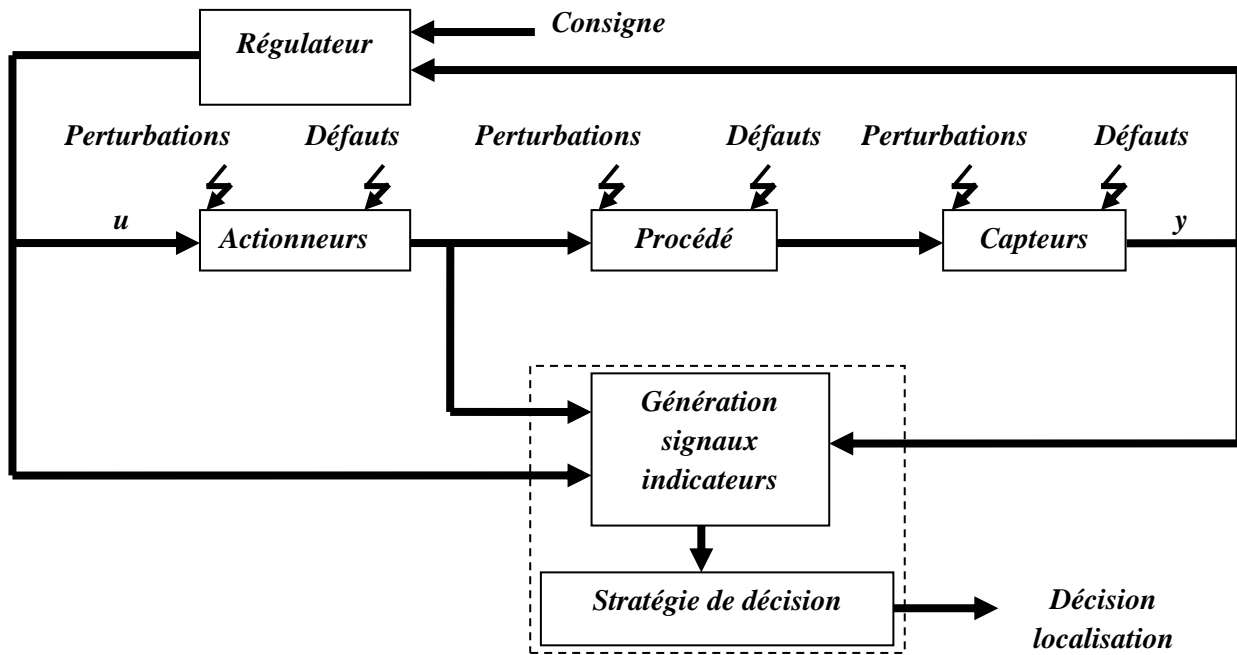


Figure I.5 Principe général du diagnostic à base de modèles analytiques.

Durant ces dernières années, quatre grandes approches de génération de résidus à base de modèles sont développées qui sont[8] :

1) L'approche par estimation des paramètres

Dans cette approche, on ne génère pas réellement un vecteur de résidus, mais on estime un vecteur de paramètres dont la variation à l'extérieur d'une plage de référence représente l'apparition d'un défaut dans le système surveillé (ou plus exactement représente un changement dans les caractéristiques du procédé). Cette variation peut alors être détectée à l'aide d'un test de décision dans l'espace paramétrique.

2) L'approche par projection dans l'espace de parité

La philosophie de l'approche par projection dans l'espace de parité est d'exploiter la redondance analytique existante dans les équations d'état lorsque celles-ci sont écrites sur un horizon d'observation. 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.

3) Les approches à base d'observateurs

L'idée principale des méthodes de génération du vecteur de résidus $r(t)$ à base d'observateurs est d'estimer une combinaison ou l'ensemble des mesures du système surveillé à partir des grandeurs mesurables. $r(t)$ 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 ou l'écart en sortie est pondéré dans le but d'obtenir des résultats plus pertinents.

4) Les approches basées sur la synthèse directe de filtres de diagnostic

Ces approches sont basées sur la réalisation directe du filtre de diagnostic $H_u(s)$ et $H_y(s)$ satisfaisant aux propriétés spécifiques de robustesse et de stabilité. Deux techniques sont distinguées, celles qui visent à estimer les défauts et celles qui visent à générer un vecteur de résidus au sens classique du terme.

I.7 Exemple du diagnostic à base du modèle

I.7.1 Principe d'un générateur de résidu [2]

Considérons un système dynamique dont le modèle mathématique correspondant au fonctionnement nominal (sans défaillance ni perturbation) est supposé connu. Le problème de la génération de résidus peut alors être posé de la manière suivante :

Etant donné les entrées et les sorties du système, on suppose qu'il est possible de générer un ensemble de signaux, appelés indicateurs de défauts "résidu", permettant de mettre en évidence l'apparition d'un éventuel défaut sur le processus. On adopte en général le modèle suivant, permettant la prise en compte des diverses incertitudes et des défauts sur fonctionnement nominal du système :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + F_x f(t) + D_x d(t) \\ y(t) = Cx(t) + F_y f(t) \end{cases} \quad (I.9)$$

$x(t) \in \mathbb{R}^n$, $u(t) \in \mathbb{R}^m$, $y(t) \in \mathbb{R}^p$ et $d(t) \in \mathbb{R}^{nd}$

Où,

$d(t)$: vecteur des perturbations,

D_x : matrice d'application des entrées inconnues sur l'état est supposée connue,

F_x, F_y : matrices d'action des défauts,

$f(t)$: vecteur des défauts à détecter.

I.7.2 Génération de résidus

La représentation du système (I.9) par une matrice de transfert conduit alors aux relations suivantes :

$$Y(s) = G_u(s)u(s) + G_f(s)f(s) + G_d(s)d(s) \quad (\text{I.10})$$

Avec

$$\begin{cases} G_u(s) = C(sI - A)^{-1}B \\ G_f(s) = C(sI - A)^{-1}F_x + F_y \\ G_d(s) = C(sI - A)^{-1}D_x \end{cases}$$

Où « s » est l'opérateur de Laplace.

Le problème est dans la construction d'un dispositif, appelé générateur de résidus, permettant d'élaborer, à partir des grandeurs d'entrées et de sorties mesurées sur le système, un vecteur d'indicateurs de défauts ou vecteur des résidus, noté $r(t) \in \mathbb{R}^q$ tel que :

$$\begin{cases} r(t) \neq 0 \text{ si } f(t) \neq 0 \\ r(t) = 0 \text{ si } f(t) = 0 \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Où $f(t)$ représente le vecteur des défauts détectés (défauts capteurs, actionneurs et composant).

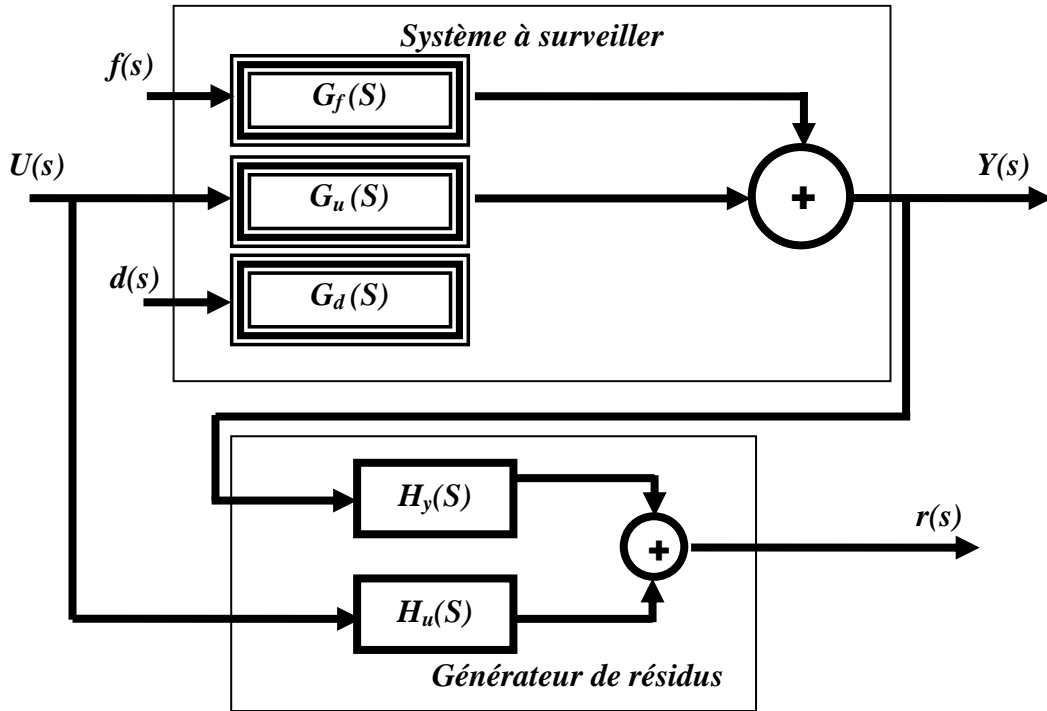


Figure I.6 Structure générale d'un générateur de résidus.

Les matrices de transfert $H_u(s)$, $H_y(s)$ supposées stables et propres doivent être telles que les conditions (I.11) soient vérifiées. L'expression générale du générateur de résidus est la suivante :

$$r(s) = H_u(s)u(s) + H_y(G_u(s)u(s) + G_f(s)f(s) + G_d(s)d(s)) \quad (I.12)$$

Afin que les conditions (I.11) soient vérifiées les matrices $H_u(s)$, $H_y(s)$ doivent satisfaire

$$\begin{cases} H_u(s) + H_y(s)G_u(s) = 0 \\ H_y(s)G_d(s) = 0, H_y(s)G_f(s) \neq 0 \end{cases} \quad (I.13)$$

Notons que, $H_y(s)G_f$ représente la matrice de transfert entre le vecteur des défauts et le vecteur des résidus, elle permet de définir la table des signatures des défauts, qui sera exploitée pour la localisation des défauts.

La synthèse du générateur de résidus consiste en un choix correct des matrices $H_u(s)$, $H_y(s)$ telles que les conditions (I.13) soient vérifiées.

I.7.3 Détection et localisation des défauts [2]

L'étape de détection doit permettre de décider sur l'état de fonctionnement (normal ou anormal) du système. Considérons par exemple un système soumis à trois défauts f_1 , f_2 et f_3 pour lequel on dispose d'un générateur de résidus à trois composantes r_1, r_2 et r_3 . Supposant, par exemple, que la matrice de transfert $H_y G_f$ est définie par

$$r(s) = \begin{bmatrix} r_1(s) \\ r_2(s) \\ r_3(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 & G_{13}(s) \\ 0 & G_{22}(s) & 0 \\ 0 & G_{32}(s) & G_{33}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1(s) \\ f_2(s) \\ f_3(s) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Avec $G_{11}, G_{13}, G_{22}, G_{32}$ et G_{33} sont des fonctions de transfert stables et propres. D'après cette relation, lorsque l'un des défauts est non nul, le vecteur des résidus est non nul. On peut alors penser qu'il suffit de tester la non nullité des résidus pour décider de l'apparition d'un défaut.

En réalité, les grandeurs mesurées étant toujours entachées de bruit et le modèle utilisé étant imparfait, les résidus sont généralement non nuls même en absence de défaut. En considérant ces différentes sources d'incertitudes comme des entrées perturbatrices notées e_r , agissant de manière additive sur le vecteur des résidus, la relation précédente devient :

$$r(s) = \begin{bmatrix} r_1(s) \\ r_2(s) \\ r_3(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 & G_{13}(s) \\ 0 & G_{22}(s) & 0 \\ 0 & G_{32}(s) & G_{33}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{r1}(s) \\ e_{r2}(s) \\ e_{r3}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Cette relation montre bien que le résidu est non nul en cas de défaut. La détection d'un défaut peut tout fois être réalisée en comparant les résidus à un certain seuil de détection δ dépendant de e_{r1} , e_{r2} et e_{r3} . Ce seuil de détection doit être tel que : $\delta > |e_{ri}(t)|$ pour $i = 1, \dots, 3$. La détection de défauts se réalise de la façon suivante :

$$\begin{cases} |r(t)| \leq \delta \rightarrow f(t) = 0 \\ |r(t)| > \delta \rightarrow f(t) \neq 0 \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Les résidus sont nuls jusqu'à l'instant d'apparition de défaut t_f , seul le résidu r_1 est détecté non nul. Le résultat de la comparaison à un seuil est une grandeur booléenne, on écrira symboliquement que le résidu $r_i = 1$ si $|r_i| > \delta$ sinon $r_i = 0$. Dans ce cas, on a $r(t > t_f) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$, qui représente la signature du défaut. Lorsqu'un défaut est détecté, il s'agit de la localisation,

cette localisation est réalisée à partir de la table des signatures, définie par la matrice de transfert $H_y G_f$ entre les défauts et les résidus.

Dans l'exemple considéré, la table des signatures est donnée comme suit :

	f_1	f_2	f_3
r_1	1	0	1
r_2	0	1	0
r_3	0	0	1

Figure I.7 Table des signatures

D'après cette table, la signature $r = [1 \ 0 \ 0]^T$ est associée au défaut f_1 . D'une manière générale, la signature d'un défaut correspond à l'une des colonnes de la table des signatures. C'est ainsi que l'identification de la signature à l'une des colonnes de la table permet de localiser le défaut.

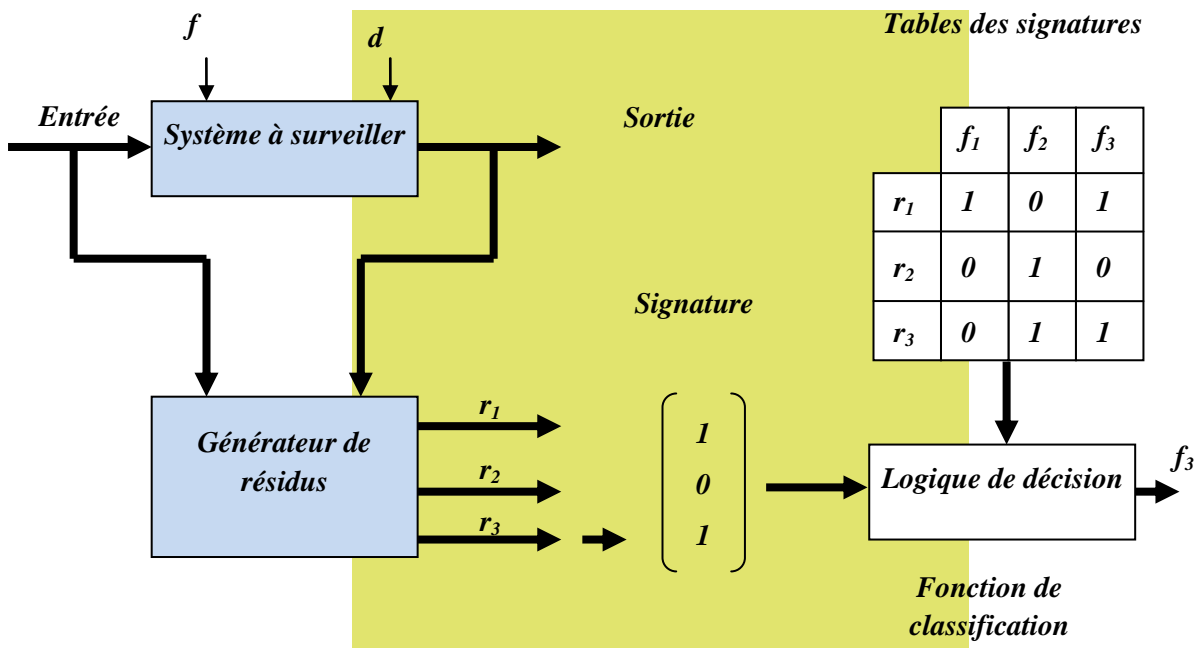


Figure I.8 Détection et localisation des défauts

Remarque I.2

La localisation des défauts nécessite la mise en œuvre d'une logique de décision capable d'interpréter correctement la signature issue de la comparaison des résidus à des seuils pré-définis.

I.8 Conclusion

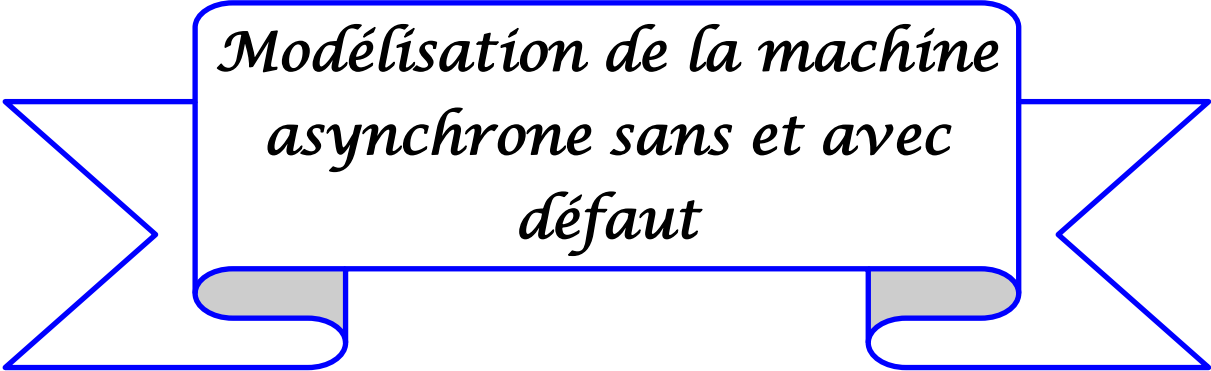
Dans ce chapitre, on a présenté les notions de base concernant la commande tolérante aux défauts. Cette dernière est classée en deux grandes catégories : les lois de commandes tolérantes aux défauts passives d'une part, et actives d'autre part. L'accent est toutefois porté sur les commandes tolérantes actives exploitant des modules de diagnostic.

Dans la deuxième partie, on s'est intéressé à définir les différents types de défauts ainsi que leur modélisation, par la suite on a présenté les différentes étapes du diagnostic ainsi que ses différentes méthodes.

La machine asynchrone tend effectivement à remplacer la machine à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable, c'est en raison de ses nombreuses qualités, et principalement de par sa robustesse, son faible coût et son rapport poids/puissance. Cependant, des modes de fonctionnements dégradés peuvent apparaître durant la vie de la machine. Certaines utilisations de ces moteurs ne tolèrent pas les pannes intempestives. Ces pannes peuvent être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur les accouplements, usure des roulements...etc.), électrique ou magnétique (court-circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou d'anneau, cassure de dents...etc.). Les imperfections peuvent aussi être dues à d'autres éléments de l'entraînement, comme les défauts d'alimentation (réseaux ou convertisseur de puissance). Ainsi, le chapitre suivant sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone en absence et en présence de défauts.



CHAPITRE II



*Modélisation de la machine
asynchrone sans et avec
défaut*

II.1 Introduction

La machine asynchrone à cage, très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation, impose des structures de contrôle spécifiques et complexes pour être utilisée dans des systèmes d'entraînements à vitesse variable performant[9].

Ce qui nous amène dans ce chapitre à donner des définitions fondamentales sur les éléments constituant cette machine ensuite nous faisons la modélisation en absence et présence de défauts après avoir cité tous les défauts qui peuvent affecter cette machine.

II.2 Eléments de constitution de la machine asynchrone

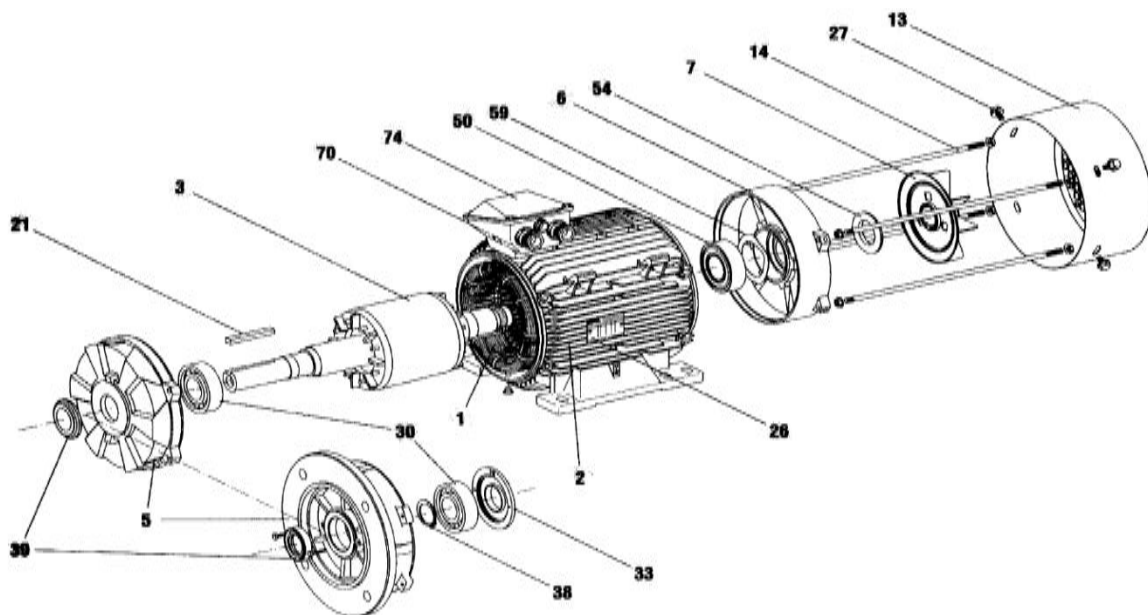


Figure II.1 Vues en coupe de la machine asynchrone.

- | | |
|--|--|
| 1 : Stator bobiné | 38 : Circlips de roulement côté accouplement |
| 2 : Carter | 39 : Joint côté accouplement |
| 3 : Rotor | 50 : Roulement arrière |
| 5 : Flasque côté accouplement | 54 : Joint arrière |
| 6 : Flasque arrière | 59 : Rondelle de précharge |
| 7 : Ventilateur | 70 : Corps de boîte à bornes |
| 13 : Capot de ventilation | 74 : Couvercle de boîte à bornes |
| 14 : Tiges de montage | |
| 21 : Clavette | |
| 26 : Plaque signalétique | |
| 27 : Vis de fixation du capot | |
| 30 : Roulement côté accouplement | |
| 33 : Chapeau intérieur côté accouplement | |

Cette description va nous permettre de mieux analyser les défauts de cette machine, dans leur dimension physique. Les machines asynchrones peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes [10]

-**Stator** la partie fixe du moteur. Il comporte trois bobinages (ou enroulements) qui peuvent être couplés en étoile ou en triangle Δ selon le réseau d'alimentation.

-**Rotor** la partie tournante du moteur. Cylindrique, il porte soit un bobinage (d'ordinaire triphasé comme le stator) accessible par trois bagues et trois balais, soit une cage d'écurieil non accessible, à base de barres conductrices en aluminium.

-**Paliers** la partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.



La machine asynchrone

Stator

Rotor

Figure II.2 Exemple sur les éléments constituant la machine asynchrone.

II.2.1 Stator

Il est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Pour les petites machines les tôles sont découpées en une seule pièce 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 [10]. Pour former le circuit magnétique statoriques, elles 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 [1].

Il existe trois manières pour insérer ces enroulements qui sont imbriqués, ondulés, concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la

machine asynchrone est effectué mécaniquement, qui concerne les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches [10].

L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique.

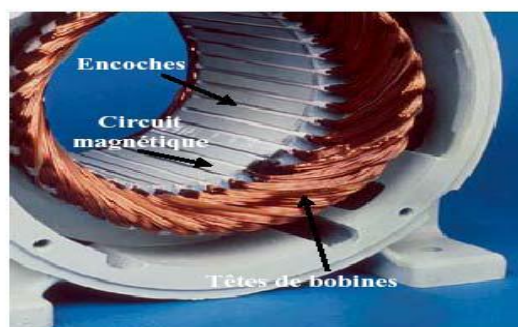


Figure II.3 Stator de la machine asynchrone.

II.2.2 Rotor

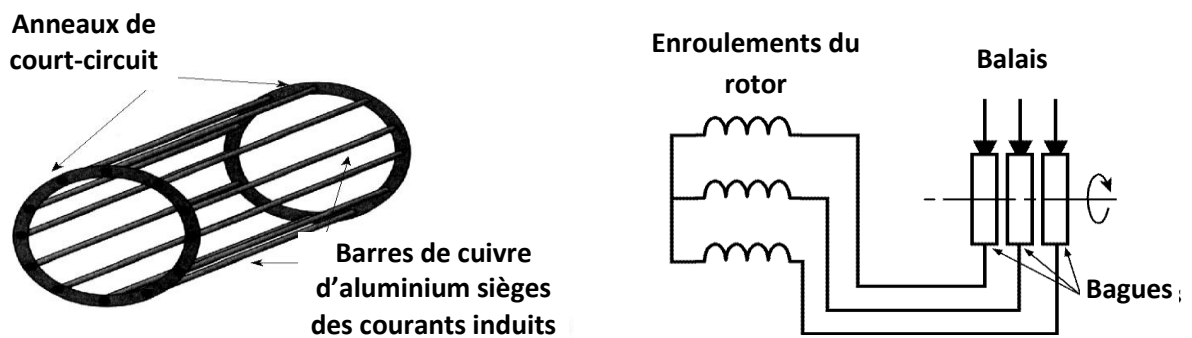
Le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont en général de même origine que celles utilisées pour la construction du stator [11]. Il existe deux types de rotor pour la machine asynchrone qui sont : bobinés ou à cage d'écureuil.

II.2.2.1 Rotor bobiné [1]

Les enroulements rotoriques sont localisés dans les encoches situées à la périphérie du rotor. Ces enroulements sont bobinés de manière à obtenir un enroulement triphasé à « p » paires de pôle. Les bobinages rotoriques sont toujours couplés en étoile, et les trois bornes accessibles sont reliées à la carcasse du stator à l'aide d'un système constitué de trois bagues tournants et de trois balais fixes.

II.2.2.2 Rotor à cage d'écureuil [1]

La grande majorité des moteurs sont à cages. Dans chaque encoche rotorique est placée une barre. Ces barres sont en cuivre pour les moteurs de forte puissance, et en alliage d'aluminium pour les machines de faible et moyenne puissance. Elles sont réunies à chaque extrémité du rotor par des anneaux réalisant le court-circuit. L'enroulement rotorique ainsi réalisé n'est pas accessible à partir du stator.



Rotor à cage d'écureuil Rotor bobinés

Figure II.4 Exemple sur le rotor.

II.2.3 Paliers [11]

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.

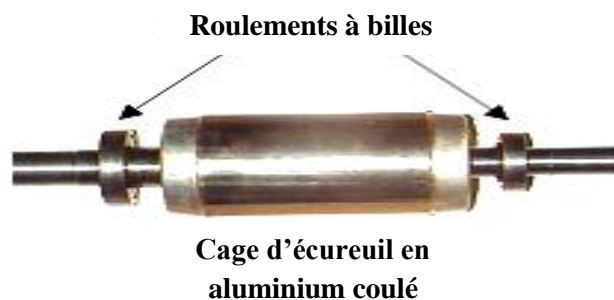


Figure II.5 Exemple sur les paliers.

II.3 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone [1]

Son principe de fonctionnement est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant créé par le courant triphasé à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant. De cette façon le fonctionnement d'une machine asynchrone est analogue à celui d'un transformateur : le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire qui, dans le cas général, peut tourner à la vitesse de rotation donnée par le rapport suivant :

$$n_1 = \frac{f}{p} \text{ (II.1)}$$

f et p sont respectivement la fréquence et le nombre de paire de pôle.

L'interaction électromagnétique des deux parties d'une machine asynchrone (sans collecteur) n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (n_1) diffère de celle du rotor (n), c'est-à-dire, lorsque $n \neq n_1$, car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque $n = n_1$, le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport est

$$g = \frac{n_1 - n}{n_1} \text{ (II.2)}$$

est appelé glissement d'une machine asynchrone.

II.4 Principaux domaines d'utilisation de la machine asynchrone [12]

La machine asynchrone est très utilisée dans les applications industrielles, car de par sa conception, son coût est relativement moindre à celui des autres machines, sa robustesse au niveau électromagnétique est grande, et une bonne standardisation existe entre les différents fabricants. Cependant, la simplicité de conception de cette machine cache une complexité fonctionnelle assez importante. La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans

l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager. Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur, mais toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice; c'est par exemple le cas des éoliennes.

II.5 Modélisation de la machine asynchrone en absence des défauts [13]

II.5.1 Modélisation dans le repère triphasé abc

II.5.1.1 Description

La machine asynchrone triphasée à étudier est représentée dans sa structure de principe sur la figure II.6 dans un plan perpendiculaire à son axe de rotation. Les trois enroulements statoriques sont portés par les axes (\vec{oas} , \vec{obs} , \vec{ocs}) décalés, deux à deux, de 120° électrique.

La structure électrique du rotor est réalisée par une cage d'écureuil. Il sera admis que cette structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné. Donc il sera schématisé par trois enroulements en court-circuit portés par les axes (\vec{oar} , \vec{obr} , \vec{ocr}) décalés deux à deux de 120° électrique.

II.5.1.2 Définition des angles

$$(\vec{oas}, \vec{od}) = \theta_s$$

$$(\vec{obs}, \vec{od}) = \theta_s - \frac{2\pi}{3}$$

$$(\vec{ocs}, \vec{od}) = \theta_s - \frac{4\pi}{3}$$

$$(\vec{oar}, \vec{od}) = \theta_r$$

$$(\vec{obr}, \vec{od}) = \theta_r - \frac{2\pi}{3} \quad (\text{II.3})$$

$$(\vec{ocr}, \vec{od}) = \theta_r - \frac{4\pi}{3}$$

$$(\vec{oas}, \vec{oar}) = \theta$$

L'axe q est en avance de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à l'axe d.

$$\theta = \theta_s - \theta_r$$

$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse angulaire du rotor.

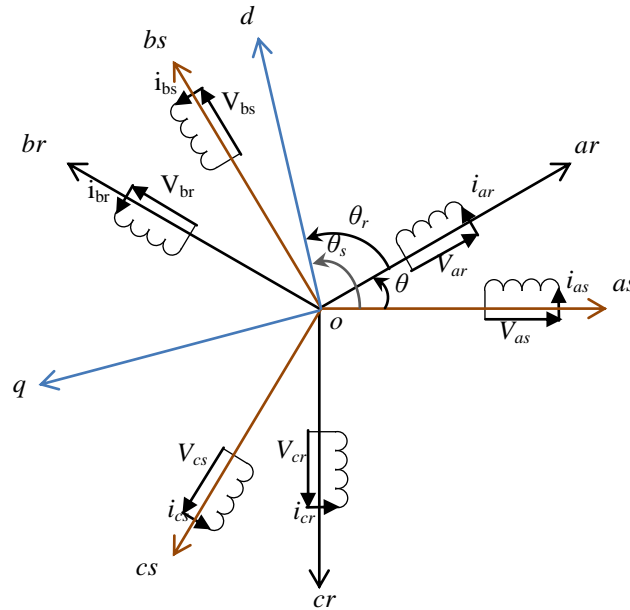


Figure II.6 Représentation schématique de la machine asynchrone.

II.5.1.3 Hypothèses simplificatrices. Convention de signe

L'étude de la machine, traduisant les lois de l'électromagnétisme, s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses :

- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonction linéaire des courants.
- On ne considère que le fondamental des grandeurs variables.
- Toutes formes de pertes seront négligées. (Pertes fer, courant de Foucault...).

On admet les conventions suivantes :

- Les angles et les vitesses sont comptés positivement dans le sens trigonométrique.
- La machine est considérée comme récepteur, alimenté par une source triphasée.

II.5.1.4 Mise en équation du fonctionnement de la machine

Le comportement dynamique de la machine se traduit par trois types d'équations.

- Equations électriques.
- Equations magnétiques.
- Equations mécaniques.

Equations électriques

Les expressions des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent d'une manière générale sous la forme matricielle suivante :

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d[\Phi_{abcs}]}{dt} \quad (\text{II.4})$$

$$[V_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d[\Phi_{abcr}]}{dt}$$

$[V_{abcs}]$: Vecteur des tensions statoriques.

$[V_{abcr}]$: Vecteur des tensions rotoriques, sont nulles car le rotor est en court-circuit.

$[i_{abcs}]$: Vecteur des courants statoriques.

$[i_{abcr}]$: Vecteur des courants rotoriques.

$[\Phi_{abcs}]$: Vecteur des flux statoriques.

$[\Phi_{abcr}]$: Vecteur des flux rotoriques.

$[R_s]$: Matrice des résistances au stator.

$[R_r]$: Matrice des résistances au rotor.

L'écriture développée des équations (II.4) donne :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants sont données sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_s & l_s & M_s & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ M_s & M_s & l_s & M_{sr} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos \theta \\ M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & l_r & M_r & M_r \\ M_{sr} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_r & l_r & M_r \\ M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{sr} \cos \theta & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \tag{II.6}$$

l_s : Inductances propres d'une phase statorique.

l_r : Inductances propres d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statorique.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotorique.

M_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une autre rotorique.

II.5.2 Modèle de Park de la machine asynchrone

II.5.2.1 La transformation de Park

Le modèle de Park consiste à décomposer le système triphasé (oa, ob, oc) en un système biphasé dq. L'axe d est appelé axe direct et l'axe q axe en quadrature. Cette transformation nous permet d'appliquer aux grandeurs, courants, tensions et flux un changement de variable, en faisant intervenir l'angle entre les axes des phases et l'axe d de la nouvelle base.

Deux types de matrices de passage sont intéressants : l'un conserve les amplitudes des grandeurs variables et l'autre conserve la puissance instantanée donc l'équivalence énergétique. C'est cette dernière matrice de passage qui sera utilisée dans la suite de notre travail.

On définit la matrice de Park suivante :

$$P(\Psi) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \Psi & \cos(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\Psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \Psi & -\sin(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

La matrice inverse s'écrit :

$$[P(\Psi)]^{-1} = [P(\Psi)]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \Psi & -\sin \Psi & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\Psi - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\Psi - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Donc d'une manière générale on écrit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = P(\Psi) \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\Psi)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Ψ : représente θ_s pour les grandeurs statoriques et θ_r pour les grandeurs rotoriques.

X_{dq0} : représente soit le courant, la tension, ou flux dans la nouvelle base dq.

X_{abc} : représente soit le courant, la tension ou flux dans l'ancienne base abc.

Remarque II.1

La matrice de Park peut être obtenue par l'adjonction en cascade de deux matrices de passage. La première, notée T_1 , permet le passage de la structure triphasée au système biphasé équivalent $\alpha\beta$. La seconde, notée T_2 , permet d'écrire les équations de la machine dans le repère tournant dq en appliquant une rotation d'angle θ_s pour les grandeurs statoriques et θ_r pour les grandeurs rotoriques.

La matrice T_1 , connue sous le nom de transformation de Concordia est donnée, dans le cas où la composante homopolaire est nulle, par :

$$[T_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \text{ et } [T_1]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

La matrice de rotation T_2 qui permet l'écriture des équations de la matrice dans le repère tournant dq est donnée par :

$$[T_2] = \begin{bmatrix} \cos \Psi & \sin \Psi \\ -\sin \Psi & \cos \Psi \end{bmatrix} \text{ et } [T_2]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \Psi & -\sin \Psi \\ \sin \Psi & \cos \Psi \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

II.5.2.2 Equation de la machine dans les axes dq

Equations électriques

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad (\text{II.12})$$

En introduisant la transformation inverse de PARK, l'équation précédente s'écrit :

$$[p(\Psi)]^{-1} \cdot [V_{dq0}] = [R][p(\Psi)]^{-1} [i_{dq0}] + \frac{d}{dt} \{ [p(\Psi)]^{-1} [\phi_{dq0}] \} \quad (\text{II.13})$$

Multiplions l'équation (II.13) par $[p(\Psi)]$, on obtient

$$[V_{dq0}] = [R][i_{dq0}] + \frac{d[\phi_{dq0}]}{dt} + [p(\Psi)] \left\{ \frac{d[p(\Psi)]^{-1}}{dt} \right\} \cdot [\phi_{dq0}] \quad (\text{II.14})$$

On a :

$$[p(\Psi)] \left\{ \frac{d[p(\Psi)]^{-1}}{dt} \right\} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\Psi}{dt}$$

En substituant dans (II.14) on peut écrire l'équation suivante :

$$[V_{dq0}] = [R][i_{dq0}] + \frac{d[\phi_{dq0}]}{dt} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\Psi}{dt} [\phi_{dq0}] \quad (\text{II.15})$$

L'équation (II.15) s'écrit au stator et au rotor sous la forme du système suivant :

$$V_{ds} = \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} + R_s i_{ds}$$

$$V_{qs} = \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} + R_s i_{qs} \quad (\text{II.16})$$

$$0 = \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} + R_r i_{dr}$$

$$0 = \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} + R_r i_{qr}$$

Avec :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

Equation magnétiques

D'une manière générale le flux dans dq est donné par :

$$[\phi_{dq0}] = [p(\Psi)][\phi_{abc}] \quad (\text{II.17})$$

L'équation (II.17) s'écrit au stator et au rotor

$$[\phi_{(dq0)s}] = [p(\theta_s)] \cdot \{ [L_{ss}][p(\theta_s)]^{-1} [i_{(dq0)s}] + [M_{sr}][p(\theta_r)]^{-1} [i_{(dq0)r}] \} \quad (\text{II.18})$$

$$[\phi_{(dq0)r}] = [p(\theta_r)] \cdot \{ [L_{rr}][p(\theta_r)]^{-1} [i_{(dq0)r}] + [M_{sr}][p(\theta_s)]^{-1} [i_{(dq0)s}] \}$$

Après développement du système (II.18), on aura le système matriciel des flux en fonction des courants dans la base dq :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{s0} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & l + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{s0} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{r0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

On définit

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique du stator.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique du rotor.

$L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$ Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

$L_{s0} = l_s + 2M_s$: Inductance homopolaire statorique.

$L_{r0} = l_r + 2M_r$: Inductance homopolaire rotorique.

Remarque II.2

On constate que la transformation de Park rend les coefficients de la matrice des inductances indépendants du temps, et le nombre des paramètres électromagnétiques se réduit à cinq.

Le mode habituel équilibré de l'alimentation du stator et la structure symétrique des enroulements de la machine confèrent la nullité aux sommes des courants statoriques et des courants rotoriques. Par conséquent les composantes homopolaires d'indice (0) sont nulles. Dans ces conditions, les flux d'axes dq sont simplement définis par les trois paramètres constants L_s, L_r, L_m .

Le système de l'équation (II.19) se réduit ainsi au système suivant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

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} , donc dans le modèle (II.16) les grandeurs Φ_{qs} , Φ_{ds} , i_{rd} , i_{qr} doivent être remplacées par leurs expressions calculées à partir de l'équation (II.20) comme suit :

$$i_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - L_m i_{ds}}{L_r}$$

$$i_{qr} = \frac{\phi_{qr} - L_m i_{qs}}{L_r}$$

$$\phi_{ds} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \quad (\text{II.21})$$

$$\phi_{qs} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr}$$

En remplaçant (II.21) dans (II.16) on obtient le modèle de la machine asynchrone dans le référentiel dq qui s'écrit comme suit :

$$\frac{di_{ds}}{dt} = - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma \tau_r} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{P \Omega L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds}$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma \tau_r} \right) i_{qs} - \omega_s i_{ds} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{qr} - \frac{P \Omega L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs}$$

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{dr} + (\omega_s - P \Omega) \phi_{qr} \quad (\text{II.22})$$

$$\frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{qs} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{qr} - (\omega_s - P \Omega) \phi_{dr}$$

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

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

Ω : La vitesse mécanique de rotation.

Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_{res} \quad (\text{II.23})$$

Avec

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

$$C_{em} = \frac{PL_m}{L_r} (\phi_{dr}i_{ds} - \phi_{qr}i_{qs}) \quad (II.24)$$

Ω : La vitesse mécanique de rotation de rotor.

J : Moment d'inertie du rotor.

C_{res} : Le couple résistant donné par :

$$C_{res} = f\Omega + T \quad (II.25)$$

f : Coefficient de frottement visqueux.

T : Couple de charge.

En remplaçant (II.24) et (II.25) dans (II.23) on obtient l'équation mécanique de la machine asynchrone :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{PL_m}{JL_r} (\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds}) - \frac{f}{J}\Omega - \frac{T}{J}$$

Le modèle complet de la machine asynchrone dans le repèredq est donc donné par :

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)i_{ds} + w_s i_{qs} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{P\Omega L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds}$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)i_{qs} - w_s i_{ds} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{qr} - \frac{P\Omega L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs}$$

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{dr} + (w_s - P\Omega)\phi_{qr} \quad (II.26)$$

$$\frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{qs} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{qr} - (w_s - P\Omega)\phi_{dr}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{PL_m}{JL_r} (\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds}) - \frac{f}{J}\Omega - \frac{T}{J}$$

II.5.3 Modèle dans le repère $\alpha\beta$

En posant $w_s = 0$ dans le modèle (II.26) on obtient le modèle de la machine dans le référentiel $\alpha\beta$ comme suit :

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)i_{ds} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{P\Omega L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds}$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)i_{qs} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{qr} - \frac{P\Omega L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs}$$

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{dr} - P\Omega \phi_{qr} \quad (II.27)$$

$$\frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{qs} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{qr} + P\Omega \phi_{dr}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{PL_m}{JL_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T}{J}$$

II.5.4 Modèle de la machine à flux orienté

En posant $\phi_{qr} = \frac{d\phi_{qr}}{dt} = 0$ dans le modèle (II.26) on obtient le modèle à flux orienté comme suit :

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)i_{ds} + w_s i_{qs} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds}$$

(II.28)

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)i_{qs} - w_s i_{ds} - \frac{P\Omega L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs}$$

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{dr}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{PL_m}{JL_r} \phi_{dr} i_{qs} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T}{J}$$

Avec : $w_s = P\Omega + \frac{L_m}{\tau_r \phi_{dr}} i_{qs}$

Ce modèle sera adopté dans notre étude.

II.6 Les principaux défauts dans la machine asynchrone [14]

Bien que la machine asynchrone soit réputée robuste, elle peut parfois présenter différents types de défauts, ces défauts peuvent être soit d'origine mécaniques (mauvaise fabrication, vibrations de la machine, forces électromagnétiques déséquilibrées, force centrifuge, fluctuations de la charge), électriques (dégradations d'isolement, décharges partielles, étincelles), thermiques (pertes dans le cuivre, manque de refroidissement général ou localisé), environnementales (humidité, ozone, poussière). Ces défauts pouvant induire :

- Un déséquilibre des courants de lignes et des tensions;
- Une augmentation des oscillations du couple;
- Une diminution du couple moyen;
- Une augmentation des pertes et donc une réduction de l'efficacité énergétique;
- Un échauffement excessif et donc un vieillissement accéléré.

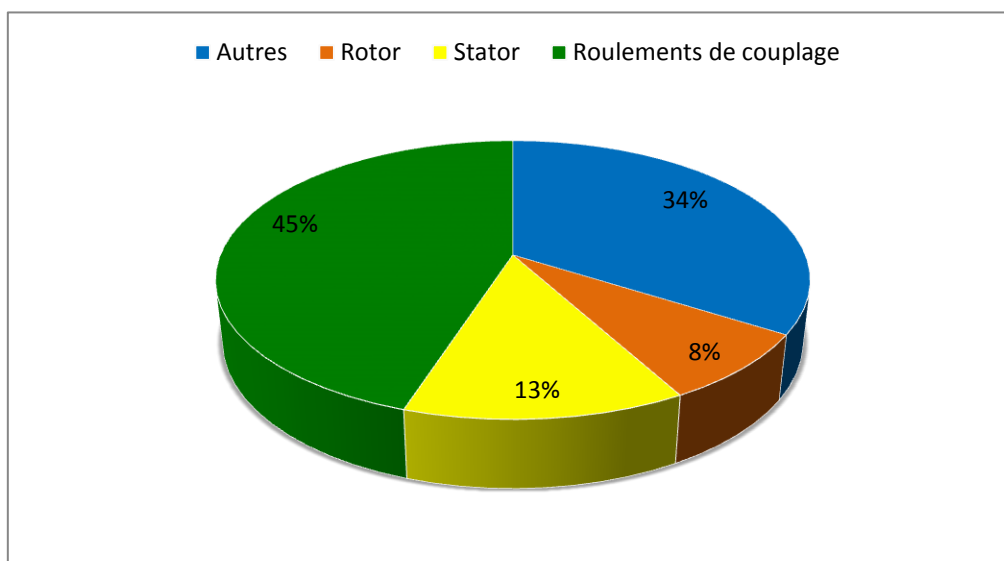


Figure II.7 Répartition des pannes de la machine asynchrone.

II.6.1 Défaillances mécaniques

Plus de 40% de défauts de moteurs asynchrones sont des défauts mécaniques. Ces défauts peuvent être des défauts de roulements, des défauts d'excentricité.

II.6.1.1 Défauts de roulements [10]

Les roulements à bille jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tout type de machines électriques. Les défauts de roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication. Les problèmes de rotation au sein de la culasse du roulement abimé, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine.

Nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine asynchrone ce qui, pour des vitesses importantes, peut provoquer la détérioration de ces derniers. La graisse, qui permet la lubrification et la bonne rotation des roulements peut, dans certaines applications, se rigidifier et causer une résistance à la rotation. L'analyse vibratoire de la machine ou l'analyse harmonique des courants statoriques permet de détecter ce type de défaillance.

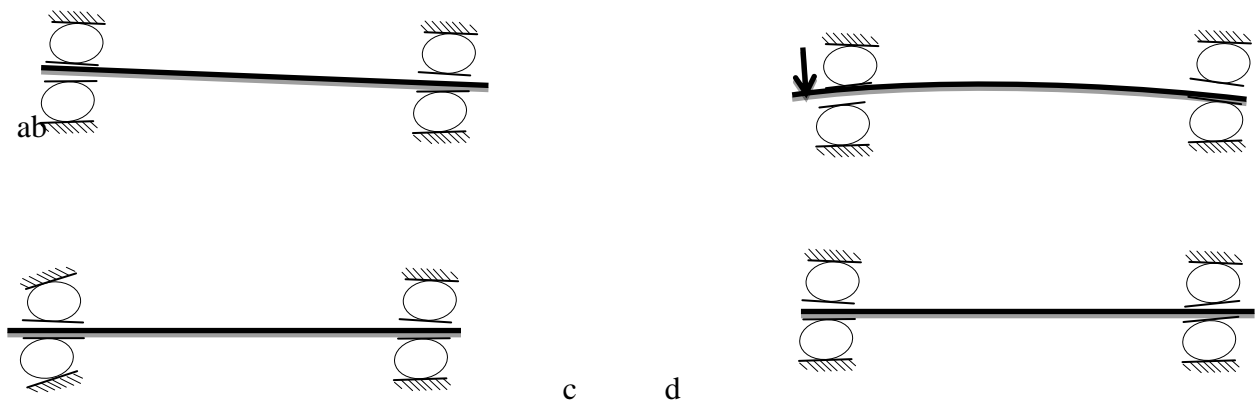


Figure II.8 Types de défauts dans les enroulements à billes.

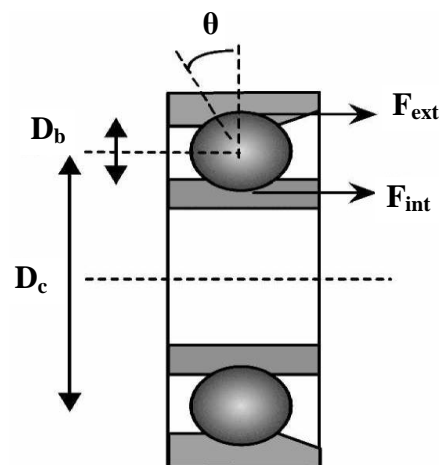


Figure II.9 Les roulements à billes.

Les fréquences de vibrations provoquées par un défaut de roulement varient selon le type de défaut comme suit [6]

Défaut de la cage externe du roulement

$$f_{be}[\text{Hz}] = (N/2)f_r [1 - D_b \cos(\theta)/D_c]$$

f_r : c'est la fréquence de rotation mécanique.

Défaut de la cage interne du roulement

$$f_{bi}[\text{Hz}] = (N/2)f_r [1 + D_b \cos(\theta)/D_c]$$

Défaut de billes

$$f_b[\text{Hz}] = (D_c f_r / D_b) [1 - (D_b \cos(\theta) / D_c)^2]$$

S : glissement;

D_b : diamètre des billes ;

N : nombre de billes.

θ : angle de contact de la bille avec la cage ;

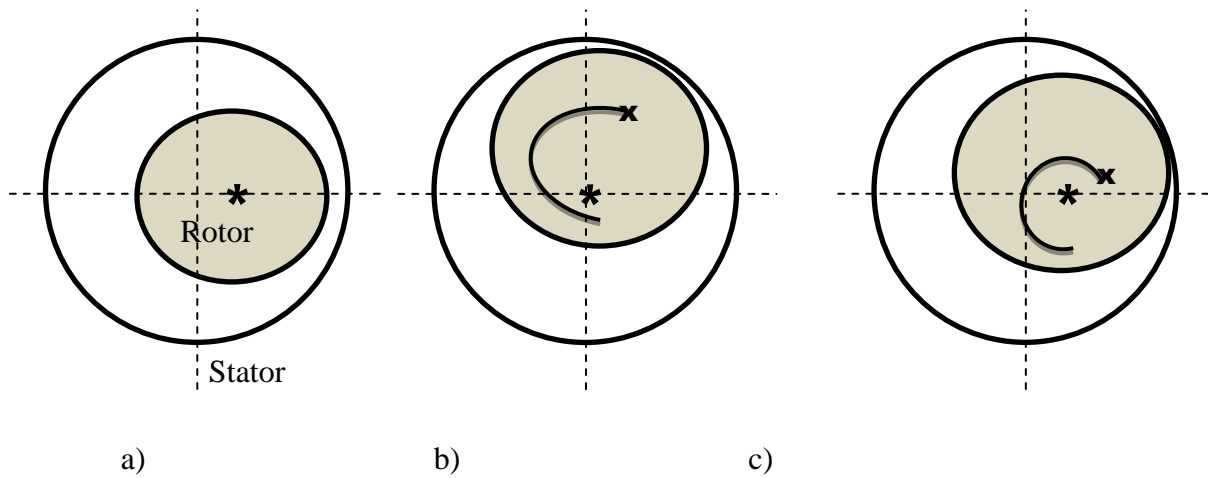
D_c : distance du centre des billes.

II.6.1.2 Défauts d'excentricité

La machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor). Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrecte des paliers lors de l'assemblage, à un défaut (usinage). On peut distinguer deux cas qui sont :

- a. **Excentricités statiques** le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe.
- b. **Excentricités dynamique** le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus de son axe.

L'apparition des deux types d'excentricité au même temps est généralement appelée : excentricité mixte.



- a) Excentricités statiques,
- b) Excentricités dynamiques,
- c) Excentricité mixte,

Figure II.10 Différents types d'excentricités.

La présence de l'excentricité se manifeste par la création d'harmoniques dans le spectre du courant à des fréquences données par [4]

$$f_{ex} = \left[(k \cdot R \pm n_d) \frac{(1-s)}{p} \pm v \right] f_s$$

f_{ex} : Fréquence d'excentricité.

n_d : Connu comme un ordre d'excentricité ; $n_d = 0$, dans le cas de l'excentricité statique.

$n_d = 1, 2, 3, \dots$ dans le cas de l'excentricité dynamique.

R : Nombre d'encoche rotorique.

v : Ordre des harmoniques temporelles au stator : ($v = \pm 1, 3, \pm 5, \dots$)

f_s : c'est la fréquence du signal d'alimentation.

s : c'est le glissement.

II.6.2 Défaillances électriques [11]

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 efforts électrodynamiques 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, etc.

II.6.2.1 Au niveau du stator [14]

II.6.2.1.1 Les défauts de bobinage statorique

Ceux-ci peuvent être soit une ouverture, soit un court-circuit d'une ou de plusieurs phases du bobinage statorique. Dans le cas d'une spire court-circuitée, la machine peut continuer à fonctionner, mais si le courant de court-circuit est important il peut entraîner une surchauffe de l'enroulement statorique et ainsi amplifier le défaut en produisant des courts-circuits entre deux phases ou entre une phase et le neutre de la machine. Il est donc très important de détecter un tel défaut très rapidement avant la destruction complète de la machine. Comme montre la figure II.11 dans les enroulements statoriques, il peut y avoir cinq cas de défauts à savoir : court-circuit entre spires, court-circuit à la tête de la bobine, ouverture de la phase, court-circuit phase à phase, court-circuit phase-terre.

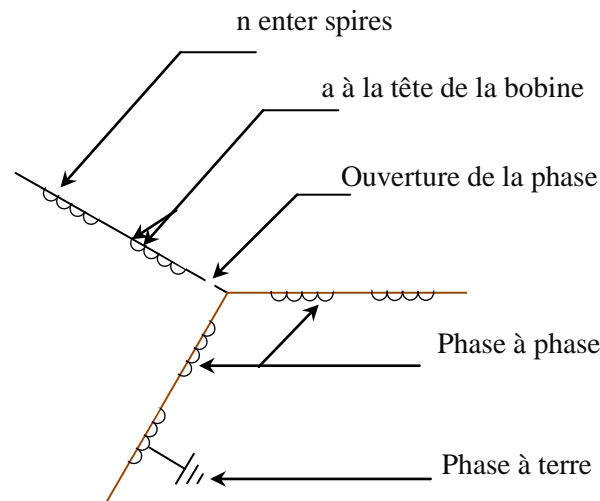


Figure II.11 Les court-circuit dans les enroulements statoriques.

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

$$f_{st} = \left(k \pm \frac{n(1-s)}{p}\right) f_s$$

f_{st} : fréquence des défauts au stator. Avec $k = 1, 3$ et $n = 1, 2, 3, \dots (2p-1)$

p : C'est le nombre de paires de pôles.

s : C'est le glissement.

f_s : C'est la fréquence d'alimentation.

II.6.2.2 Au niveau du rotor

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 :

$$f_{bc} = [1 \pm 2ks]f_s$$

f_{bc} : fréquence de barre cassée.

k: c'est un nombre entier.

s :c'est le glissement.

f_s :c'est la fréquence d'alimentation.

-Le signe (+) indique la conséquence des oscillation en vitesse.

-Le signe (-) indique la présence du défaut rotor (barres cassées).

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

$$f_{bc} = \left[\left(\frac{k}{p} \right) (1 - s) \pm s \right] f \quad (\text{Hz})$$

s:c'est le glissement.

f:Fréquences détectables dans le spectre du courant.

k: c'est un nombre entier.

p: C'est le nombre de paires de pôles.

k/p est égale à 1.3.5...

II.6.2.2.1 Cassure de barre

La cassure de barre ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique.

La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine. Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées.

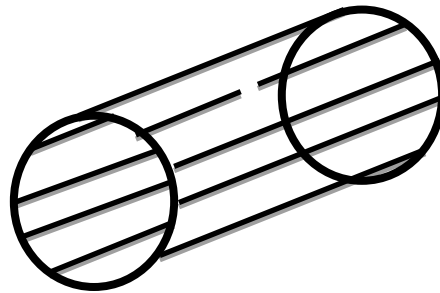


Figure II.12 Rupture d'une barre.

II.6.2.2.2 Rupture d'anneaux [11]

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

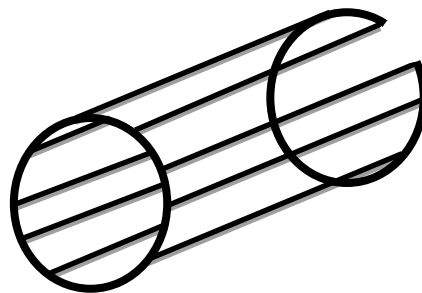


Figure II.13 Rupture d'un anneau de court-circuit.

II.7 Méthodes de diagnostic de la machine asynchrone

Plusieurs méthodes ont été développées pour détecter les défauts dans la machine asynchrone, nous citons par exemple :

II.7.1 Analyse spectrale des signaux [1]

L'analyse spectrale est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement 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. A ce jour, c'est l'analyse spectrale des signaux qui 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.7.1.1 Analyse des courants statoriques [1]

L'analyse du courant statorique dans le domaine fréquentiel reste la méthode la plus couramment utilisée car le spectre résultant contient une source de renseignement sur la majorité des défauts électriques et magnétiques pouvant apparaître au sein d'une machine asynchrone. Par exemple grâce à l'analyse spectrale du courant de ligne, on doit pouvoir observer, en présence d'une rupture de barre, les composantes qui apparaissent autour du fondamental dont les fréquences sont $(1 \pm 2kg)$.

II.7.2 Estimation paramétrique [1]

L'hypothèse fondamentale pour la surveillance d'un système, par un suivi paramétrique est qu'un défaut se traduit par la variation d'un (ou plusieurs) paramètres caractéristiques du système, constituant ainsi les signatures de ce défaut, intuitivement diagnostiquer un défaut revient donc à réaliser un suivi des paramètres d'un modèle de fonctionnement normal (modèle de Park par exemple pour la machine asynchrone) et la simple variation paramétrique est une indication d'un défaut.

Le type de défauts que l'on pourra détecter dépend du choix du modèle, les défauts statoriques ou rotoriques doivent être discriminés au niveau des paramètres physiques estimés, pour qu'on puisse les détecter et les localiser.

II.7.3 Méthode d'intelligence artificielle [11]

L'intelligence artificielle est de plus en plus utilisée dans le domaine de la supervision et du diagnostic, elle a permis d'augmenter l'efficacité et la fiabilité du diagnostic. Dans le domaine de la supervision des machines électriques, les industriels et les chercheurs ont de plus en plus recours à ce genre de technique pour augmenter l'efficacité du système.

En fait, le terme « Intelligence Artificielle » comprend diverses techniques telles que les systèmes experts, les réseaux de neurones, la logique floue, qui peuvent être utilisés de manière indépendante ou combinés pour améliorer leur efficacité.

Les techniques d'intelligence artificielle cherchent à imiter et à acquérir le raisonnement humain.

II.7.4 Observateur [15]

Plusieurs méthodes de reconstruction d'état pour le diagnostic ont été développées dans la littérature. Ces méthodes emploient des algorithmes ayant pour but d'estimer l'état du système à partir des grandeurs connues. Parmi les observateurs, on distingue ceux d'ordre plein (même ordre que le modèle étudié) ou ceux d'ordre réduit. Plusieurs types d'observateur ont été appliqués au diagnostic : Observateur de Luenberger, observateur à entrées inconnues, observateur de Kalman, etc.

II.8 Modélisation des harmoniques dues aux défauts [4]

Les méthodes de diagnostic basées sur l'analyse du spectre des courants ont montré que la présence d'un défaut dans la machine asynchrone induit des harmoniques dans les courants statoriques.

Soient I_a et I_b les courants statoriques des phases (a, b) du moteur, donc en cas de défaut, ils sont augmentés d'une sinusoïde de pulsation $2\pi f_i$ (f_i étant la fréquence caractéristique du défaut) et une amplitude et phase A_i et φ_i respectivement

$$A_i \sin(2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \quad (\text{II. 29})$$

Notons que seul f_i est connue, A_i et φ_i sont inconnues à priori et reflètent l'état initial du défaut. Les courants I_a et I_b en cas de défauts prennent donc la forme suivante

$$\begin{cases} I_a \rightarrow I_b + A_i \sin(2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \\ I_b \rightarrow I_b + A_i \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

$i = 1, \dots, n_f$

n_f étant le nombre des harmoniques générées par tous les défauts.

De même pour les courants dans le repère de Park :

$$\begin{cases} i_{ds} \rightarrow i_{ds} + A_i \sin(w_i \cdot t + \varphi_i) \\ i_{qs} \rightarrow i_{qs} + A_i \cos(w_i t + \varphi_i) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

$i = 1, \dots, n_f$

Notons aussi que nous avons gardé la même notation pour l'amplitude car celles-ci restent inconnues, la pulsation w_i n'est pas égale à $2\pi f_i$ à cause de la transformation de Park mais elle est donnée par :

$$w_i = 2\pi f_i + 2\pi f_a = 2\pi(f_i + f_a) \quad (\text{II. 32})$$

Une façon qui permet de générer les harmoniques qui apparaissent dans (II.31) est d'utiliser un système différentiel stable représenté sous forme d'équations d'état

$$\dot{z} = S \cdot z \quad (\text{II.33})$$

Le système (II.33) n'est autre qu'une représentation d'état de toutes les harmoniques qui affectent les courants statoriques. La matrice dynamique S est constituée des pulsations w_i donnée par:

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & w_i \\ -w_i & 0 \end{bmatrix} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{II. 34})$$

Et on a

$$\begin{cases} \dim(S) = 2n_f \times 2n_f \\ \dim(z) = 2n_f \times 1 \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Résolution de l'exosystème [4]

L'état z du système exogène (I.33) se décompose en n_f sous état du second ordre :

$$\begin{cases} \bar{z}_i = \begin{bmatrix} z_{2i-1} \\ z_{2i} \end{bmatrix} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{II. 36})$$

Et le sous état \bar{z}_i possède une dynamique similaire à (II.33) vue la forme diagonale de la matrice S .

$$\dot{\bar{z}}_i = S_i \cdot \bar{z}_i \quad (\text{II.37})$$

Ou encore,

$$\dot{\bar{z}}_i = \begin{bmatrix} \dot{z}_{2i-1} \\ \dot{z}_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & w_i \\ -w_i & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{2i-1} \\ z_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_i \cdot z_{2i} \\ -w_i \cdot z_{2i-1} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 38})$$

En posant $y = z_{2i-1}$ on obtient :

$$\begin{cases} \ddot{y} = \ddot{z}_{2i-1} = w_i \cdot \dot{z}_{2i} = -w_i^2 \cdot z_{2i-1} = -w_i^2 \cdot y \\ \text{soit} \\ \ddot{y} + w_i^2 \cdot y = 0 \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

La solution de l'équation (II.39) est connue, c'est une sinusoïde de la forme

$Y = A_i \sin(2\pi f_i \cdot t + \varphi_i)$, donc :

$$\begin{cases} y = z_{2i-1} = A_i \sin(w_i \cdot t + \varphi_i) \Rightarrow z_{2i} = A_i \cos(w_i \cdot t + \varphi_i) \\ \bar{z}_i = \begin{bmatrix} z_{2i-1} \\ z_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_i \sin(w_i \cdot t + \varphi_i) \\ A_i \cos(w_i \cdot t + \varphi_i) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Ainsi, nous avons trouvé la valeur instantanée de \bar{z}_i et nous pouvons construire le vecteur z :

$$z = [\bar{z}_1 \quad \bar{z}_2 \quad \dots \quad \bar{z}_{n_f}]^T \quad (\text{II. 41})$$

Les amplitudes A_i et les phases φ_i ne sont pas connues et reflètent l'aspect des défauts ainsi que leur sévérité.

En considérant l'équation (II.31), on peut écrire en vertu de (II.40), la nouvelle forme des courants statoriques :

$$\begin{cases} i_{ds} \rightarrow i_{ds} + z_{2i-1} \\ i_{qs} \rightarrow i_{qs} + z_{2i} \\ i = 1, \dots, n_f \\ \text{ou} \\ i_{ds} \rightarrow i_{ds} + \sum_{i=1}^{i=n_f} z_{2i-1} \\ i_{qs} \rightarrow i_{qs} + \sum_{i=1}^{i=n_f} z_{2i} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Cette équation, peut être réécrite sous une forme matricielle plus compacte :

$$\begin{cases} i_{ds} \rightarrow i_{ds} + Q_d \cdot z \\ i_{qs} \rightarrow i_{qs} + Q_q \cdot z \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Avec l'expression des matrices Q_d et Q_q telles que $\dim(Q_d) = \dim(Q_q) = 1 \times 2n_f$:

$$\begin{cases} Q_d = [1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0] \\ Q_q = [0 & 1 & 0 & 1 & \dots & 0 & 1] \end{cases} \quad (\text{II. 44})$$

En utilisant (II.43), les dérivées des courants statoriques prennent la forme :

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds} \rightarrow \dot{i}_{ds} + Q_d \cdot S \cdot z \\ \dot{i}_{qs} \rightarrow \dot{i}_{qs} + Q_q \cdot S \cdot z \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

II.9 Modèle de la machine asynchrone en présence de défauts

En remplaçant (II.45) dans le modèle à flux orienté (II.28), on obtient le modèle de la machine asynchrone en présence de défaut.

Alors, notre modèle en présence de défaut devient comme suit[16] :

$$\dot{z} = Sz$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -a i_{ds} + w_s i_{qs} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} - \Gamma_d z$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -a i_{qs} - w_s i_{ds} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} P \phi_{dr} \Omega + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} - \Gamma_q z \quad (\text{II.46})$$

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{dr}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{P L_m}{L_r J} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T}{J}$$

Avec

$$\Gamma_d = -a Q_d + w_s Q_q - Q_d S$$

$$\Gamma_q = -a Q_q + w_s Q_d - Q_q S$$

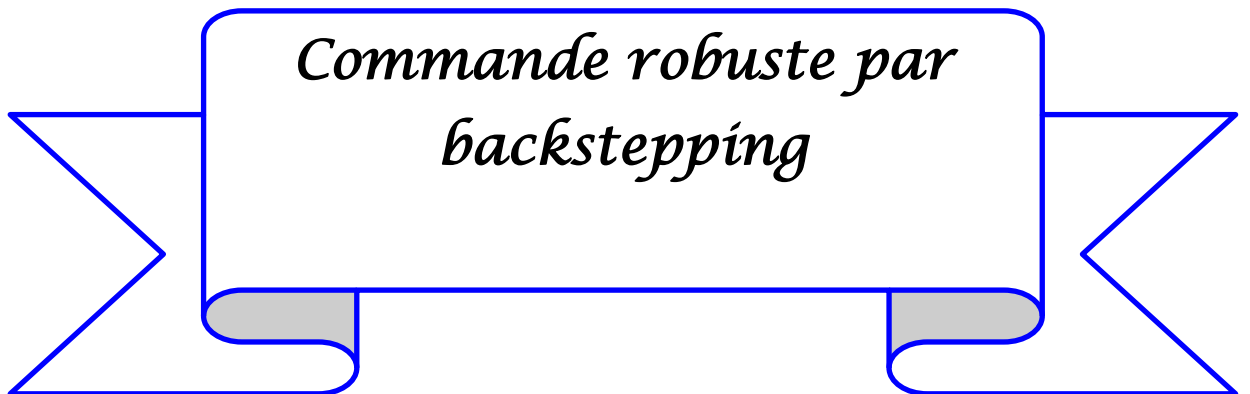
II.10 Conclusion

Nous avons, dans ce chapitre, donné quelques rappels sur la machine asynchrone à cage d'écurueil et son principe de fonctionnement. La présentation précédente a permis de montrer les différents modèles dynamiques du moteur asynchrone et les transformations qui les lient.

Ensuite, on a présenté les différents défauts pouvant se manifester dans la machine asynchrone (excentricité, court-circuit, rupture des barres...), ainsi que les méthodes de diagnostics couramment utilisées, puis on a terminé par le modèle de la machine asynchrone en présence de défauts.



CHAPITRE III



*Commande robuste par
backstepping*

III.1 Introduction

La commande des systèmes constitue l'un des domaines les plus riches en termes d'algorithme, d'outil d'analyse et de technique de conception. Toutefois, toutes ces techniques sont basées sur la connaissance des paramètres du système à contrôler. Le degré de validité de cette hypothèse, dépend de la qualité du comportement du système compensé obtenu. Si les paramètres du procédé sont connus avec exactitude, un contrôleur bien conçu donne, en général, de bons résultats. En présence d'incertitudes ou de paramètres inconnus, rien ne garantit un fonctionnement qui respecte les spécifications. Le problème de la commande des systèmes sujets à des incertitudes peut être traité dans le cadre de la commande robuste.

Dans ce chapitre nous présentons les notions de base concernant la commande par backstepping. On traite d'abord quelques notions théoriques se reliant à cette technique, ensuite on calcule la commande par backstepping d'un système d'ordre trois puis on termine par une conclusion.

III.2 Généralités et définitions [6]

III.2.1 Stabilité (Définition intuitive)

On dit qu'un système est stable si il est déplacé de sa position d'équilibre, il tend à y revenir ; instable, s'il tend à s'en écarter d'avantage.

III.2.2 Stabilité (Selon Lyapunov)

Soit un système dont l'état est défini par le vecteur x qui possède la position d'équilibre x_e . Ecarté de cette position, et abandonné à lui-même au temps $t = t_0$ avec les conditions initiales $x(t_0)$, le système aura comme état $x(t)$. On dit que la position d'équilibre du système est stable (figure III.1.b), si pour tout $\varepsilon > 0$: il existe $\delta(\varepsilon) > 0$ tel que si

$$\|x(t_0) - x_e\|^2 < \delta \quad (\text{III.1})$$

On soit certain qu'on aura après un certain temps t et pour toutes les valeurs $t > t_0$

$$\|x(t) - x_e\|^2 < \varepsilon \quad (\text{III.2})$$

Dans le cas contraire (c'est-à-dire s'il existe au moins un ε tel que l'on ne puisse pas trouver δ correspondant qui satisfasse aux inégalités) on dit que l'équilibre est instable.

La stabilité (simple) ne requiert pas que le vecteur d'état $x(t)$ tende vers x_e lorsque t augmente indéfiniment. Si le système, écarté de la position d'équilibre, finit par y revenir (c'est -à- dire $x(t)$ tend vers le point d'équilibre x_e , pour t infini) on dit qu'il y'a stabilité asymptotique (figure III.1.b).

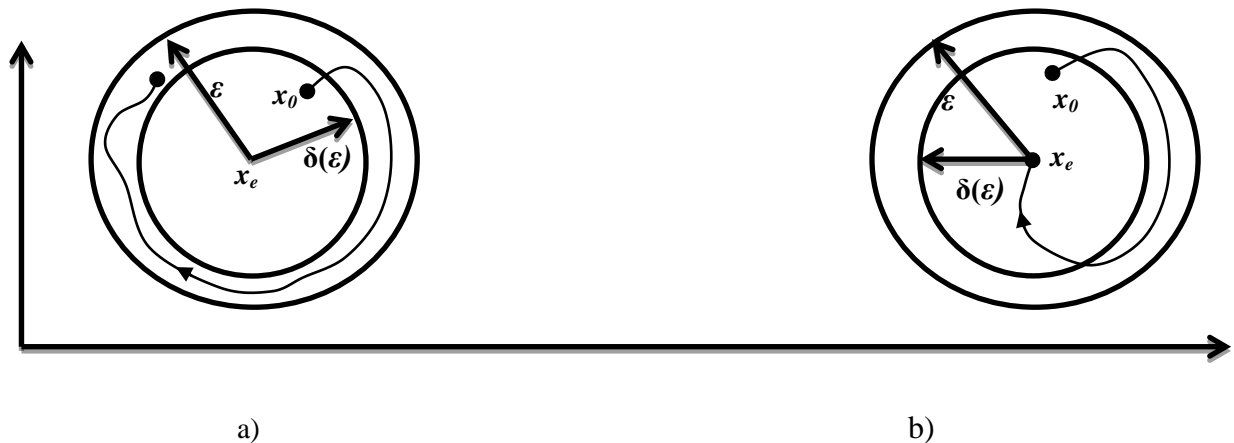


Figure III.1 Stabilité selon Lyapunov –a) : simple –b) : asymptotique.

III.2.3 Stabilité locale et stabilité globale

On peut prédire le comportement d'un système linéaire à partir de l'analyse de sa position d'équilibre. Un système dont le point d'équilibre est stable (instable) est stable (instable). Il n'en est plus de même pour un système non linéaire. Etant donné que celui-ci peut avoir plusieurs positions d'équilibre, la stabilité de l'une de ces positions d'équilibre ne suffit pas à elle seule à prédire la stabilité du système. Afin de quantifier l'influence de la stabilité d'un point d'équilibre sur la stabilité du système, de nouvelles définitions de la stabilité sont introduites ; on parle de stabilité locale, stabilité globale et région d'attraction.

III.2.3.1 Stabilité locale

La stabilité locale concerne simplement la position d'équilibre considérée, sans rien préjuger sur le domaine de validité de cette stabilité. C'est une condition nécessaire, mais non suffisante à la stabilité du système dans un certain domaine D , contenant cette position d'équilibre.

III. 2.3.2 Stabilité globale

On parle de stabilité globale lorsque le système est stable pour toutes les valeurs que peuvent prendre les variables du système. La stabilité globale possède un intérêt pratique beaucoup plus considérable que la stabilité locale. Elle ne dépend pas seulement du système, mais aussi des valeurs que peuvent prendre les variables dans le problème considéré. Ainsi, le même système est stable ou instable globalement : suivant le domaine de variables auquel on s'intéresse.

III.2.4 Région d'attraction

La région autour de la position d'équilibre, à l'intérieur de laquelle toutes les trajectoires approchent le point d'équilibre est appelée région ou domaine d'attraction. Sa taille est souvent un facteur très important dans l'évolution des performances des systèmes non linéaires.

III.3 Méthodes d'analyse [6]

Dans la théorie des systèmes, la stabilité est un élément très important. Celle-ci passe au premier plan dans le cadre des systèmes non linéaires, pour devenir le facteur clé. Cela explique le regain d'activité que connaît ce domaine depuis plusieurs années. Le degré d'importance des non linéarités présentés dans un système dépend de la complexité des méthodes permettant de se prononcer sur sa stabilité. Pour une grande classe de systèmes non linéaires, les méthodes d'analyse linéaire donnent en général, des résultats acceptables. Dans certains cas, des méthodes approximatives (l'équivalent harmonique ou la première méthode de Lyapunov) sont utilisées afin de pallier aux limitations des méthodes linéaires.

Malheureusement pour une grande majorité de systèmes, ces deux approches restent insuffisantes et ne donnent que des conditions nécessaires de stabilité. Des techniques plus générales, et reposantes sur une théorie plus rigoureuse, ont été proposées. Contrairement aux méthodes linéaires, ces méthodes (adaptées au cas non linéaire) permettent d'expliquer les phénomènes énumérés précédemment et d'en tenir compte dans l'analyse des systèmes. Elles reposent toutes (ou presque) sur la deuxième méthode (directe) de Lyapunov. Cette dernière fournit un outil très puissant pour tester (et trouver des conditions suffisantes) la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant.

III.3.1 Première méthode de Lyapunov [6]

Pour un système non linéaire, on s'intéresse souvent à son comportement au voisinage des points singuliers. Si la dynamique est linéarisée autour d'un point d'équilibre, peut-on se prononcer sur la stabilité locale du système ? La réponse est donnée par le théorème de stabilité locale de Lyapunov, connu sous le nom de première méthode. Soit le cas du système décrit par

$$\dot{x}_1 = ax_1 + bx_2 + \Pi_1(x_1, x_2)$$

(III.3)

$$\dot{x}_2 = cx_1 + dx_2 + \Pi_2(x_1, x_2)$$

D'après Lyapunov, la stabilité de la position d'équilibre de ce système peut s'étudier sur la version linéarisée, obtenue en négligeant les termes Π_1 et Π_2 qui contiennent des puissances supérieures ou égales à deux en x_1 et x_2 .

Théorème III.1 (Lyapunov)

- Si le système linéarisé est asymptotiquement stable, il y a stabilité asymptotique.
- Si le système linéarisé est instable, il y a instabilité.
- Si le système linéarisé est stable sans l'être asymptotiquement, on ne peut se prononcer. C'est le cas critique de Lyapunov. La stabilité ou l'instabilité dans ce cas dépend des termes de degré supérieur à un, négligés dans l'approximation.

III.3.2 Deuxième méthode de Lyapunov [6]

Cette méthode découle du concept d'énergie dans un système. Pour un système physique, l'énergie est une fonction définie positive de son état. Si le système est conservatif, l'énergie reste constante ; pour un système dissipatif, elle décroît. Pour ces deux cas, le système est stable. Si l'énergie croît, il est clair que le système est instable.

L'idée est d'analyser la stabilité du système, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles non linéaires le régissant. On se contente dans cette méthode d'étudier les variations (signe de la dérivée) de l'énergie (ou une fonction qui lui est équivalente) le long de la trajectoire du système (figure III.2). Comme outil, on utilise les

théorèmes suivants, que l'on doit à A. M. Lyapunov (1966), qui permettent de se prononcer sur la stabilité (ou l'instabilité) du système.

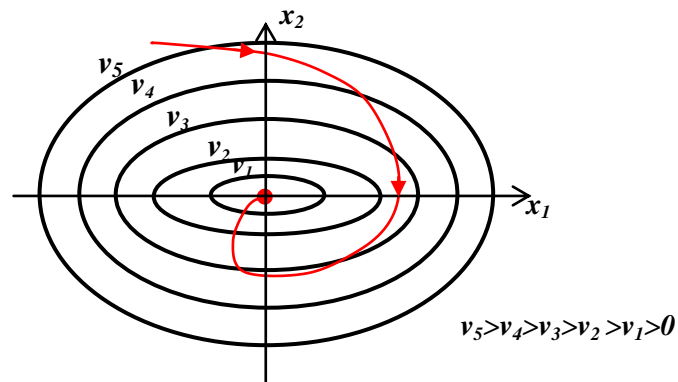


Figure III.2 Contours à énergie constante dans le plan de phase.

Théorème III.2 (Stabilité asymptotique)

S'il est possible de trouver une fonction $V(x)$ de signe défini (avec $V(0) = 0$), dans un domaine D comprenant la position d'équilibre, et dont la dérivée totale par rapport au temps \dot{V} soit défini et de signe opposé dans le même domaine, l'équilibre sera asymptotiquement stable dans ce domaine.

Théorème III.3 (Instabilité)

S'il est possible de trouver une fonction V dont la dérivée est de signe défini dans un domaine D comprenant l'origine et que V soit :

-définie de même signe que \dot{V} , ou

-indéfinie en signe,

L'équilibre est instable.

Théorème III.4 (Stabilité simple)

S'il est possible de trouver une fonction V de signe défini dans un domaine D et dont la dérivée totale \dot{V} soit semi-définie et de signe opposé dans le même domaine, l'équation est (simplement) stable dans ce domaine.

Dans le cas d'une stabilité simple, l'asymptoticité de la stabilité (si le système est asymptotiquement stable) peut être prouvée en utilisant le théorème de Barbasin Krasovskij, qui vient compléter le théorème de Lyapunov pour la stabilité simple.

Théorème III.5 (Barbasin Krasovskij)

S'il est possible de trouver une fonction V de signe défini dans un domaine D et dont la dérivée totale \dot{V} soit demi-définie et de signe opposé dans le même domaine. L'équilibre est asymptotiquement stable dans ce domaine, si l'ensemble des points où \dot{V} s'annule ne contient pas l'une des trajectoires possibles du système.

Ces théorèmes offrent l'avantage de ne pas se limiter à la prédiction de la stabilité des points d'équilibre, étant donné qu'ils permettent aussi l'estimation de la région d'attraction autour des équilibres stables. Cette dernière est donnée par l'intérieur de la plus grande surface (ou hyper-surface) à l'intérieur de laquelle les conditions de signe sont vérifiées. Comme toute étude de stabilité globale, le domaine de stabilité prédit est à l'intérieur du domaine réel, qui est souvent beaucoup plus grand, mais difficile à trouver la fonction de Lyapunov qui permet sa prédiction.

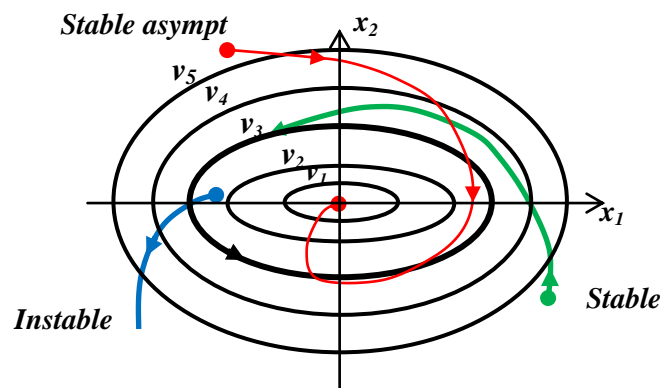


Figure III.3 Stabilité par la fonction de Lyapunov.

Application à l'analyse [6]

Ces théorèmes présentent une condition suffisante à la stabilité. Ainsi, un point d'équilibre d'un système non linéaire est stable, si une fonction de Lyapunov peut être trouvée et qui vérifie, au voisinage de ce point, les conditions imposées. Pour l'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur d'état x , la méthode directe de Lyapunov consiste,

alors, à chercher une fonction $V(x)$ (représentative de l'énergie) de signe défini qui se prête à l'application de l'un des théorèmes cités précédemment.

Pour les systèmes linéaires, il existe des méthodes systématiques pour construire une fonction de Lyapunov permettant de conclure à sa stabilité. Il n'en est pas de même pour telle ou telle classe de systèmes. Il n'y a aucune règle générale permettant de trouver une fonction de Lyapunov pour n'importe quel système. Il existe néanmoins des approches qui conduisent, en général, à des résultats acceptables. Des exemples de fonctions qui réussissent souvent comme fonctions de Lyapunov, sont donnés par

-Fonction quadratique (Lyapunov) où P est une matrice symétrique définie positive.

$$V(x) = x^T \cdot P \cdot x \quad (\text{III.4})$$

-Fonction quadratique plus intégrale (Lur'e) avec φ est assujettie à certaines contraintes.

$$V(x) = x^T \cdot P \cdot x + \int_0^x \varphi(u) du \quad (\text{III.5})$$

III.4 Commande basée sur les fonctions de Lyapunov [6]

Introduite au départ comme un outil d'analyse, la méthode (deuxième) de Lyapunov s'est très vite avérée forte utile dans les problèmes de conception. L'idée consiste à calculer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction de Lyapunov définie positive, et bien choisie, soit non positive. Cette propriété doit être vérifiée le long de toutes les trajectoires possibles du système en boucle fermée. Ces méthodes conviennent mieux aux systèmes non linéaires. Les solutions proposées sont spécialement conçues pour ce type de systèmes.

Avant de détailler cette technique de conception, rappelons la définition de la fonction de contrôle de Lyapunov (fcl), et le théorème de stabilité de Lasalle-Yoshizawa sur lequel elle repose.

Théorème III.6 (Lasalle -Yoshizawa)

Soit le système non linéaire décrit par

$$\dot{x} = \varphi(x, t) \text{ (III.6)}$$

qui a comme équilibre $x_e = 0$, et soit $V : R^n \times R_+ \rightarrow R_+$ une fonction telle que

$$k_1 \|x\| \leq V(x, t) \leq k_2 \|x\|$$

$$\dot{V} = \frac{dV}{dt} + \frac{dV}{dx} \varphi(x, t) \leq -W(\|x\|) \leq 0$$

$\forall t \geq 0, \forall x \in R^n$, où k_1, k_2 et W sont des fonctions de classe K_∞ , (ie. W strictement croissante de $[0, \infty)$ vers $[0, \infty)$ tel que $W(0)=0$ et $W(x) \rightarrow \infty$ quand $x \rightarrow \infty$) et W est continue. Si ces conditions sont vérifiées, toutes les solutions de (III.6) sont globalement uniformément bornées (stabilité simple), avec

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W = 0.$$

En plus si W est définie positive, le point d'équilibre $x_e=0$ possède une stabilité asymptotique globale et uniforme.

III.4.1 Application à la conception

Soit le cas du système non linéaire autonome suivant

$$\dot{x} = \varphi(x, u) \text{ (III.7)}$$

Avec $\varphi(0,0) = 0$. Le but est de concevoir une loi de commande $u = \alpha(x)$ tel que l'équilibre ($x_e = 0$) du système résultant en boucle fermée

$$\dot{x} = \varphi(x, \alpha(x))$$

Soit asymptotiquement stable. Pour garantir cette stabilité, un bon choix des fonctions $V(x)$ et $W(x)$ est nécessaire. La commande $u = \alpha(x)$ doit vérifier

$$\dot{V} = \frac{dV}{dt} + \frac{dV}{dx} \varphi(x, \alpha(x)) \leq -W(x) \leq 0 \quad \text{(III.8)}$$

A cause d'un mauvais choix de $V(x)$ et $W(x)$, une telle commande peut stabiliser le système (III.7) sans pour autant vérifier (III.8). Un système pour lequel un bon choix de ces deux fonctions existe, est dit possédant une Fonction de Commande de Lyapunov (fcl). Pour de tels systèmes l'équilibre est globalement asymptotiquement stabilisable.

Définition (Fonction de Commande de Lyapunov)

Une fonction $V : R^n \times R_+ \rightarrow R_+$ définie positive et non bornée radialement est appelée une fonction de commande de Lyapunov (fcl) pour le système (III.7) si

$$\inf_{u \in R} \left\{ \frac{dV}{dx} \varphi(x, u) \right\} < 0, \forall x \neq 0$$

Exemple III.1

Soit à stabiliser l'origine ($x_1 = 0$) du système scalaire

$$\dot{x}_1 = \varphi_1(x_1)^T \vartheta + \Psi_1(x_1)u \quad (\text{III.9})$$

où φ_1 et Ψ_1 sont des fonctions non linéaires, et ϑ est un vecteur de paramètres connus. Pour ce faire, une fcl $V(x_1)$ doit être choisie et une commande u qui annule sa dérivée le long de la trajectoire, doit être calculée. Pour un système scalaire,

$$V(x_1) = \frac{1}{2} x_1^2$$

représente souvent un bon choix. Sa dérivée le long de la solution de (III.9) donne

$$\dot{V}(x_1) = x_1 \dot{x}_1 = x_1 [\varphi_1^T(x_1) \vartheta + \Psi_1(x_1)u]$$

Un choix judicieux de u rend $\dot{V}(x_1)$ négative et assure la stabilité asymptotique de l'origine du système. Un exemple de commande est donné par le choix de u tel que

$$\varphi_1^T(x_1) \vartheta + \Psi_1(x_1)u = -k_1 x_1, \quad k_1 > 0$$

Ce qui donne

$$u = -\frac{1}{\Psi_1(x_1)} [k_1 x_1 + \varphi_1^T(x_1) \vartheta]$$

La dérivée s'écrit alors

$$\dot{V}(x_1) = -k_1 x_1^2 \leq 0 \quad (\text{III.10})$$

d'où la stabilité asymptotique de l'origine. Le fait que, dans (III.10), V soit semi-définie négative n'implique pas forcément une stabilité simple. L'ensemble des points où la dérivée s'annule ne constitue pas une trajectoire possible du système, puisqu'elle ne s'annule qu'à l'origine. On peut donc, selon le théorème de Barbašin et Krasovskij, affirmer la stabilité asymptotique.

Remarque III.1

Le choix de u n'est pas unique. Un bon choix permet de rendre négative la dérivée, sans supprimer les non-linéarités utiles dans le système, ni augmenter intuitivement l'effort fourni par l'actionneur.

Différentes approches de commande utilisant les fonctions de Lyapunov ont été proposées dans la littérature pour les systèmes non linéaires d'ordre élevé présentant des incertitudes parmi lesquelles on trouve : la commande backstepping. Cette méthode sera présentée en détail, offre l'avantage de répondre simultanément à ces deux problèmes.

III.5 Conception par backstepping [6]

La conception d'un contrôleur pour un système non linéaire de la forme

$$\dot{x} = \varphi(x, \theta, u, t) \quad (\text{III.11})$$

Où le vecteur d'état x est de dimension élevée, peut souvent s'avérer une tâche difficile, voire impossible. La technique du backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème. Elle combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov (fcl) avec une procédure récursive de conception. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception dans le cas scalaire pour résoudre les problèmes de commande pour des systèmes d'ordre plus élevé. Ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation, le backstepping permet, quand il y en a, de conserver les nonlinéarités utiles qui, souvent, aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état. Cette technique suppose que l'on est en mesure de trouver au moins pour un système scalaire,

une loi de commande u et une fonction de contrôle de Lyapunov $V(x)$ qui stabilise son origine.

La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. À la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation.

Contrairement à la plupart des autres méthodes, le backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type de non linéarité. Cependant, le système doit se présenter sous la forme dite paramétrique pure. Les équations d'un tel système sont données par

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= \varphi_1(x_1)^T \vartheta + \Psi_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= \varphi_2(x_1, x_2)^T \vartheta + \Psi_2(x_1, x_2)x_3 \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-1} &= \varphi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})^T \vartheta + \Psi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})x_n \text{ (III.12)} \\ \dot{x}_n &= \varphi_n(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n)^T \vartheta + \Psi_n(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n)u \\ y &= x_1\end{aligned}$$

Où ϑ est le vecteur de paramètres constants. Les Ψ_i et les φ_i sont des fonctions non linéaires connues, avec $\varphi_i(0) = 0$ et $\Psi_n \neq 0, \forall x \in R^n, 1 \leq i \leq n$

Dans le domaine d'intérêt D . La procédure de conception commence avec la première équation. Le changement de variable adéquat à chaque étape i permet d'appliquer le backstepping récursivement, en rajoutant l'équation $i+1$. Partant de α_0 , on construit les différents α_i et V_i . Ce qui résulte en

$$(x_1)_d = \alpha_1 = y_r \text{ (III.13)}$$

$$(x_{i+1})_d = \alpha_i = \frac{1}{\Psi_i} \left[\sum_{k=1}^{i-1} \left(\frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} \Psi_k x_{k+1} + \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y_r^{(k-1)}} y_r^k \right) - \Psi_{i-1} \varepsilon_{i-1} - k_i \varepsilon_i - w_i^T \vartheta \right]$$

Où $i=1, \dots, n$

$$\varepsilon_i = x_i - \alpha_{i-1}$$

(III.14)

$$w_i = \varphi_i - \sum_{k=1}^i \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_i} \varphi_k$$

Les différentes fonctions de Lyapunov sont données par

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i [x_j - \alpha_{j-1}]^2 \quad (\text{III.15})$$

La commande u , qui permet d'atteindre les objectifs de conception pour le système global est donnée par la dernière commande virtuelle α_n .

Malgré sa souplesse et son efficacité, le backstepping, dans sa forme de base souffre en présence d'incertitudes, des mêmes limitations que les méthodes classiques. Il offre, cependant, l'avantage de se combiner facilement avec des techniques de robustification (tel que l'amortissement non linéaire), afin d'améliorer la stabilité des boucles perturbées.

Exemple III.2

Afin d'illustrer cette technique, considérons le cas d'un système non linéaire du troisième ordre, la conception s'effectue en trois étapes :

$$\dot{x}_1 = \varphi_1^T(x_1) \vartheta + \Psi_1(x_1) x_2 \quad (\text{III.16})$$

$$\dot{x}_2 = \varphi_2^T(x_1, x_2) \vartheta + \Psi_2(x_1, x_2) x_3 \quad (\text{III.17})$$

$$\dot{x}_3 = \varphi_3^T(x_1, x_2, x_3) \vartheta + \Psi_3(x_1, x_2, x_3) u \quad (\text{III.18})$$

Le vecteur des paramètres ϑ est supposé connu, les Ψ_i et φ_i sont des fonctions non linéaires connues. Le système étant du troisième ordre, la conception s'effectue en trois étapes.

Remarque III.2

Toutes les dérivées c'est par rapport au temps.

Etape 1

On considère d'abord l'équation (III.16), où la variable d'état x_2 est traitée comme une commande (fictive) et l'on définit la première valeur désirée $(x_1)_d = \alpha_0 = y_r$

La première variable d'erreur se définit par,

$$\varepsilon_1 = x_1 - \alpha_0 \text{ (III.19)}$$

Avec ces variables, le système (III.16) s'écrit

$$\dot{\varepsilon}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 = \varphi_1^T \vartheta + \Psi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 \text{ (III.20)}$$

On prend la fonction de Lyapunov suivante,

$$V_1(\varepsilon_1) = \frac{1}{2} \varepsilon_1^2 \text{ (III.21)}$$

Sa dérivée est donnée par,

$$\dot{V}_1 = \varepsilon_1 \dot{\varepsilon}_1 = \varepsilon_1 [\varphi_1^T \vartheta + \Psi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0] \text{ (III.22)}$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait \dot{V}_1 négative et assurerait la stabilité de l'origine du sous-système décrit par (III.20). Prenons comme valeur de x_2 , la fonction α_1 , tel que :

$$\varphi_1^T \vartheta + \Psi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 \varepsilon_1$$

Où $k_1 > 0$ est un paramètre de conception. Cela donne

$$(x_2)_d = \frac{1}{\Psi_1} [-k_1 \varepsilon_1 - \varphi_1^T \vartheta + \dot{\alpha}_0] \text{ (III.23)}$$

Donc la dérivée de la fonction de Lyapunov s'écrit,

$$\dot{V}_1 = -k_1 \varepsilon_1^2 \leq 0$$

Ce qui assure la stabilité asymptotique de (III.20)

Etape 2

On considère le sous-système (III.16), (III.17) et l'on définit la nouvelle variable d'erreur

$$\varepsilon_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{III.24})$$

Qui représente l'écart entre la variable d'état x_2 et sa valeur désirée α_1 . A cause du fait que x_2 ne peut être forcé à prendre instantanément une valeur désirée, en l'occurrence α_1 , l'erreur ε_2 n'est pas instantanément, nulle. La conception dans cette étape consiste, alors, à la forcer à s'annuler avec une certaine dynamique, choisie préalablement. Les équations du système à commander, dans l'espace $(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$ s'écrivent :

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varphi_1^T \vartheta - \dot{\alpha}_0 + \Psi_1(\varepsilon_2 + \alpha_1) \quad (\text{III.25})$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = \varphi_2^T \vartheta - \dot{\alpha}_1 + \Psi_2 x_3 \quad (\text{III.26})$$

Pour lequel on choisit comme fonction de Lyapunov,

$$V_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = V_1 + \frac{1}{2} \varepsilon_2^2 \quad (\text{III.27})$$

Cette dernière a pour fonction dérivée, le long de la solution de (III.25), (III.26)

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) &= \dot{V}_1 + \varepsilon_2 \dot{\varepsilon}_2 \\ &= \varepsilon_1 [\varphi_1^T - \dot{\alpha}_0 + \Psi_1(\varepsilon_2 + \alpha_1)] + \varepsilon_2 [\varphi_2^T \vartheta - \dot{\alpha}_1 + \Psi_2 x_3] \\ &= \varepsilon_1 [\varphi_1^T \vartheta - \dot{\alpha}_0 + \Psi_1 \alpha_1] + \varepsilon_2 [\varphi_2^T \vartheta - \dot{\alpha}_1 + \Psi_2 x_3 + \Psi_1 \varepsilon_1] \\ &= -k_1 \varepsilon_1^2 + \varepsilon_1 [\varphi_2^T \vartheta - \dot{\alpha}_1 + \Psi_2 x_3 + \Psi_1 \varepsilon_1] \end{aligned}$$

Le choix de la valeur désirée de x_3 devient évident. Ce dernier est donné par,

$$(x_3)_d = \frac{1}{\Psi_2} [\alpha_1 - \varphi_2^T \vartheta - \Psi_1 \varepsilon_1 - k_2 \varepsilon_2] \quad (\text{III.28})$$

Pour $k_2 > 0$ on trouve que,

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 \leq 0$$

D'où la stabilité asymptotique de l'origine de (III.25) –(III.26).

Etape 3

Le système (III.16) à (III.18) est maintenant considéré dans sa globalité. La variable d'erreur est définie

$$\varepsilon_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (\text{III.29})$$

Ce qui permet d'écrire les équations du système d'erreurs $(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3)$,

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varphi_1^T \vartheta - \dot{\alpha}_0 + \Psi_1(\varepsilon_2 + \alpha_1) \quad (\text{III.30})$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = \varphi_2^T \vartheta - \alpha_1 + \Psi_2(\varepsilon_3 + \alpha_2) \quad (\text{III.31})$$

$$\dot{\varepsilon}_3 = \varphi_3^T \vartheta - \dot{\alpha}_2 + \Psi_3 u \quad (\text{III.32})$$

Avec comme fonction de Lyapunov,

$$V_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) = V_2 + \frac{1}{2} \varepsilon_3^2 \quad (\text{III.33})$$

La dérivée, le long de la solution de (III.30)-(III.32), devient

$$\dot{V}_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) = \dot{V}_2 + \varepsilon_3 \dot{\varepsilon}_3 = -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 + \varepsilon_3 [\varphi_3^T \vartheta - \dot{\alpha}_2 + \Psi_3 u + \Psi_2 \varepsilon_2]$$

A présent, on est en présence de la vraie commande (qui contrairement à x_2 et x_3 peut être instantanément forcée à prendre n'importe quelle valeur désirée, physiquement réalisable). Un bon choix de celle-ci est donné par,

$$u = \frac{1}{\Psi_3} [\dot{\alpha}_2 - \varphi_3^T \vartheta - \Psi_2 \varepsilon_2 - k_3 \varepsilon_3] \quad (\text{III.34}) \text{ Où } k_3 > 0.$$

Avec ce choix, on a :

$$\dot{V}_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) \leq -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 - k_3 \varepsilon_3^2 \leq 0$$

Ceci traduit la stabilité, en boucle fermée, du système original (III.30) à (III.32) et le réglage à zéro de l'erreur de poursuite.

D'où la stabilité asymptotique de l'origine de (III.30)-(III.32). Ceci se traduit par la stabilité, en boucle fermée, du système original (III.16)-(III.18).

III.6 Conclusion

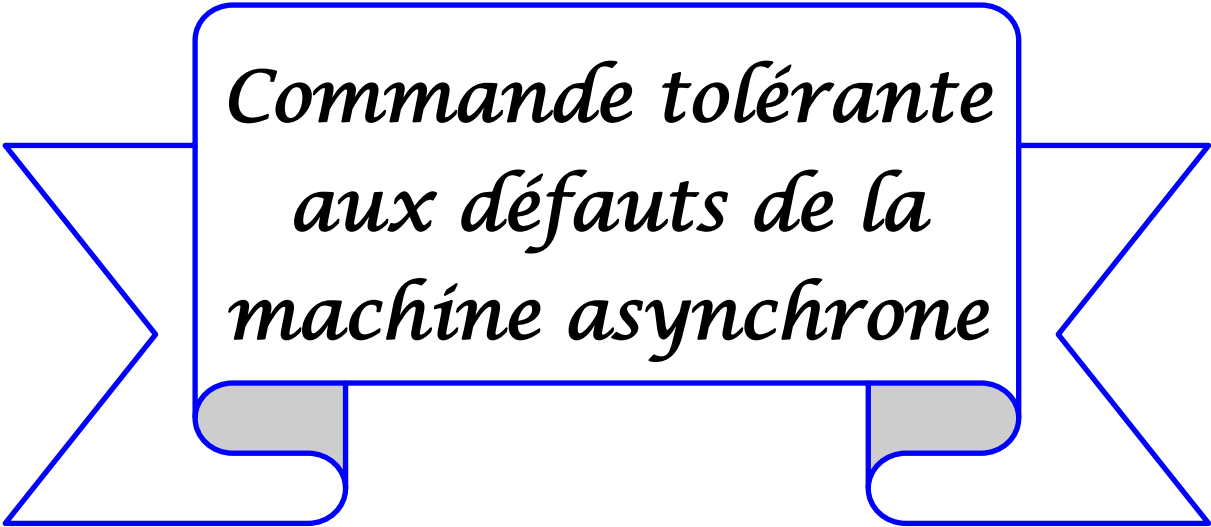
Nous avons présenté dans ce chapitre quelques notions générales sur la commande par backstepping et défini quelques notions portant sur la fonction Lyapunov.

La commande backstepping est une commande à base de fonctions de Lyapunov, elle est bien adaptée pour les systèmes non linéaires de dimension importante présentant des incertitudes. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. À la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type de non linéarité.

Nous allons appliquer cette commande à la machine asynchrone qui sera notre but dans le prochain chapitre.



CHAPITRE IV



*Commande tolérante
aux défauts de la
machine asynchrone*

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la synthèse d'une commande tolérante aux défauts pour le moteur asynchrone. Cette commande sera capable d'une part de compenser l'effet des défauts et d'autre part de détecter la présence de défauts dans le moteur.

La synthèse de cette commande est divisée en deux phases. La première phase consiste en la synthèse d'une commande par backstepping (commande nominale) qui permet de forcer le flux et la vitesse du moteur à suivre leurs références désirées en présence d'un couple de charge. Dans la seconde phase, des commandes supplémentaires basées sur un modèle interne seront calculées afin de compenser l'effet des défauts (étape de reconfiguration de la commande). Le rôle du modèle interne est de reproduire le signal représentant l'effet du défaut (étape de détection de défauts).

Des simulations seront effectuées sous l'environnement Matlab/simulink afin de tester les performances de la commande tolérante aux défauts élaborée.

IV.2 Modèle du moteur asynchrone en présence de défauts

Le modèle du moteur en présence de défauts obtenu dans le chapitre II est donné par:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= Sz \\ \frac{di_{ds}}{dt} &= -a i_{ds} + w_s i_{qs} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} - \Gamma_d z \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -a i_{qs} - w_s i_{ds} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} P \phi_{dr} \Omega + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} - \Gamma_q z \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} &= \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{dr} \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{P L_m}{L_r J} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T}{J} \\ w_s &= P \Omega + \frac{L_m}{\tau_r \phi_{dr}} i_{qs} \end{aligned} \quad (IV.1)$$

Avec: $z \in R^6$

$$S = \begin{bmatrix} S_s & 0 \\ 0 & S_r \end{bmatrix}, S_s = \begin{bmatrix} 0 & w_1 \\ -w_1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & w_2 & 0 & 0 \\ -w_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w_3 \\ 0 & 0 & -w_3 & 0 \end{bmatrix}.$$

Où :

w_1 est la pulsation de l'harmonique générée par le défaut statorique supposée connue.

w_2, w_3 sont les pulsations des harmoniques générées par le défaut rotorique supposées connues.

$$\Gamma_d = -aQ_d + w_s Q_q - Q_d S = [-a \quad w_s - w_1 \quad -a \quad w_s - w_2 \quad -a \quad w_s - w_3]$$

$$\Gamma_q = -aQ_q - w_s Q_d - Q_q S = [w_1 - w_s \quad -a \quad w_2 - w_s \quad -a \quad w_3 - w_s \quad -a]$$

IV.3 Conception de la commande tolérante aux défauts [15]

La structure du correcteur global est donnée par:

$$V_{ds} = V_{dsn} + V_{df} \quad (IV.2)$$

$$V_{qs} = V_{qsn} + V_{qf}$$

Avec :

V_{dsn} et V_{qsn} sont les commandes nominales, conçues en absence de défauts ($z(t)=0$), en utilisant la commande par backstepping. Ces commandes seront conçues afin de forcer le flux et la vitesse du moteur à suivre leurs références et compenser l'effet de couple de charge.

V_{df} et V_{qf} sont des lois de commande supplémentaires (unités de compensation) seront conçues pour compenser l'effet des défauts.

IV.3.1 Calcul de V_{dsn} et V_{qsn}

Cette partie traite la commande de la vitesse et du flux en utilisant la commande par backstepping.

Considérons le modèle (IV.1) avec $z(t)=0$ (modèle sans défauts). Le calcul de la commande par backstepping est divisé en trois étapes :

Etape 1 Commande du flux

L'erreur du flux e_ϕ est donnée comme suit :

$$e_\phi = \phi_{dr} - \phi_{dr}^*$$

Où ϕ_{dr}^* est la référence désirée du flux, supposée constante.

La dynamique de l'erreur du flux est :

$$\dot{e}_\phi = \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{dr} \quad (IV.3)$$

Une fonction de Lyapunov est définie comme suit :

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

En dérivant (IV.4), nous obtenons:

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

Afin de rendre \dot{V}_ϕ négative définie, nous choisissons i_{ds} comme un élément de commande fictif pour stabiliser le flux, sa valeur désirée i_{ds}^* est définie comme suit :

$$i_{ds}^* = - \frac{\tau_r}{L_m} k_\phi e_\phi + \frac{\phi_{dr}}{L_m} \quad (IV.6)$$

Où $k_\phi > 0$ est un paramètre de conception.

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

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

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

Etape 2 Commande de la vitesse

Soit $e_\Omega = \Omega - \Omega^*$ l'erreur de la vitesse (Ω^* la référence désirée de la vitesse supposée constante), la dynamique de l'erreur de vitesse est :

$$\dot{e}_\Omega = \frac{P L_m}{L_r J} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T}{J} \quad (IV.8)$$

La fonction de Lyapunov est définie comme suit :

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

En dérivant (IV.9), nous obtenons:

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

Nous choisissons i_{qs} comme élément de commande fictif pour stabiliser la vitesse, sa valeur désirée i_{qs}^* est définie comme suit :

$$i_{qs}^* = \frac{J L_r}{L_m P \Phi_{dr}} \left(-k_\Omega e_\Omega - k_1 \tanh\left(\frac{k_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega\right) - \frac{T}{J} \right), \quad \Phi_{dr} \neq 0 \quad (\text{IV.11})$$

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

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

$$\dot{V}_\Omega = e_\Omega \left(-V_\Omega e_\Omega - K_1 \tanh\left(\frac{k_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega\right) - \frac{T}{J} \right) \quad (\text{IV.12})$$

Pour $k_1 > \left| \frac{T}{J} \right|$, nous obtenons:

$$\dot{V}_\Omega \leq -k_\Omega e_\Omega^2 - k_1 \tanh\left(\frac{k_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega\right) e_\Omega + k_1 |e_\Omega| \quad (\text{IV.13})$$

Avec

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

La dérivée de la fonction de Lyapunov (IV.13) devient :

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

Nous avons [15] :

$$0 \leq k_1 e_\Omega \text{signe}_\Omega - k_1 \tanh\left(\frac{k_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega\right) e_\Omega \leq \varepsilon_1 \quad (\text{IV.16})$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov (IV.15) devient :

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

Cela signifie que la variable $e_\Omega(t)$ converge vers une boule dont le rayon peut être rendu petit par le bon choix du paramètre ε_1 .

Etape 3 Commande des courants

Soient $e_d = i_{ds} - i_{ds}^*$ et $e_q = i_{qs} - i_{qs}^*$ les erreurs des courants, leurs dynamiques sont données par :

$$\dot{e}_d = -a e_d - a i_{ds}^* + w_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{V_{dsn}}{\sigma L_s} - \frac{di_{ds}^*}{dt} \quad (IV.18)$$

$$\dot{e}_q = -a e_q - a i_{qs}^* - w_s i_{ds} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} P \phi_{dr} \Omega + \frac{V_{qsn}}{\sigma L_s} - \frac{di_{qs}^*}{dt}$$

Où :

$$i_{ds}^* = -\frac{\tau_r}{L_m} k_\phi e_\phi + \frac{\phi_{dr}}{L_m}$$

$$i_{qs}^* = \frac{J L_r}{L_m P \phi_{dr}} \left(-k_\Omega e_\Omega - k_1 \tanh\left(\frac{k_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega\right) + \frac{f}{j} \right)$$

Une nouvelle fonction de Lyapunov est définie comme suit :

$$V = \frac{1}{2} (e_\phi^2 + e_\Omega^2 + e_d^2 + e_q^2) \quad (IV.19)$$

La dérivée de V par rapport au temps :

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -k_\phi e_\phi^2 - k_\Omega e_\Omega^2 + \varepsilon_1 + e_d \left(-a e_d - a i_{ds}^* + w_s i_{qs} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{V_{dsn}}{\sigma L_s} - \frac{di_{ds}^*}{dt} + \frac{L_m}{\tau_r} e_\phi \right) + e_q \left(-a e_q - \right. \\ & \left. a i_{qs}^* - w_s i_{ds} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} P \phi_{dr} \Omega + \frac{V_{qsn}}{\sigma L_s} - \frac{di_{qs}^*}{dt} + \frac{P L_m}{J L_r} e_\Omega \phi_{dr} \right) \end{aligned} \quad (IV.20)$$

Avec:

$$\frac{di_{qs}^*}{dt} = \frac{J L_r}{P L_m \phi_{dr}} F_1(e_\Omega) \left(\frac{P L_m}{L_r J} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{f}{j} \Omega \right) - \frac{L_r T}{P L_m \phi_{dr}} F_1(e_\Omega) + F_2(e_\Omega, \Omega) \quad (IV.21)$$

$$\text{Où :} \quad F_1(e_\Omega) = -k_\Omega - \frac{k_1^2 h}{\varepsilon_1} (1 - \tanh(\frac{k_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega))^2 + \frac{f}{j}$$

$$F_2(e_\Omega, \Omega) = \frac{J L_r}{P L_m \phi_{dr}^2} \dot{\phi}_{dr} (k_\Omega e_\Omega + k_1 \tanh(\frac{k_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega)) - \frac{f}{j} \Omega$$

Les tensions de commande V_{dsn} et V_{qsn} sont choisies comme suit:

$$V_{dsn} = \sigma L_s \left(-k_d e_d + a e_d - \frac{L_m}{\tau_r} e_\phi - w_s i_{qs} + a i_{ds}^* - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{d i_{ds}^*}{dt} \right) \quad (IV.22)$$

$$V_{qsn} = \sigma L_s \left(-k_q e_q - k_2 \tanh\left(\frac{k_2 h}{\varepsilon_2} e_q\right) + a e_q + a i_{qs}^* + w_s i_{ds} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} P \phi_{dr} \Omega - \frac{P L_m}{J L_r} e_\Omega \phi_{dr} + \frac{J L_r}{P L_m \phi_{dr}} F_1(e_\Omega) \left(\frac{P L_m}{L_r J} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{f}{J} \Omega \right) + F_2(e_\Omega, \Omega) \right) \quad (IV.23)$$

Où :

$k_q > 0$, $k_d > 0$, $k_2 > 0$ et $\varepsilon_2 > 0$ sont des paramètres de conception.

La dérivée de la fonction de Lyapunov (IV.20) devient :

$$\dot{V} \leq -k_\phi e_\phi^2 - k_\Omega e_\Omega^2 + \varepsilon_1 - k_d e_d^2 - k_q e_q^2 - k_2 \tanh\left(\frac{k_2 h}{\varepsilon_2} e_q\right) e_q + \frac{L_r T}{P L_m \phi_{dr}} F_1(e_\Omega) e_q$$

Pour $k_2 > \left| \frac{L_r T}{P L_m \phi_{dr}} F_1(e_\Omega) \right|$, nous obtenons:

$$\dot{V} \leq -k_\phi e_\phi^2 - k_\Omega e_\Omega^2 - k_d e_d^2 - k_q e_q^2 + \varepsilon_1 + \varepsilon_2 \quad (IV.24)$$

Cela implique que les variables convergent vers une boule dont le rayon peut être rendu petit par un choix convenable des paramètres de conception ε_1 et ε_2 .

IV.3.2 Calcul de V_{df} et V_{qf}

V_{df} et V_{qf} sont des lois de commande supplémentaires (unités de compensation) utilisées pour compenser l'effet des défauts. Elles sont choisies comme suit:

$$V_{df} = \sigma L_s \left(\frac{L_m}{\tau_r} e_\phi + \Gamma_d \xi \right) \quad (IV.25)$$

$$V_{qf} = \sigma L_s \left(\frac{P L_m}{J L_r} \phi_{dr} e_\Omega + \Gamma_q \xi \right)$$

Où ξ représente l'état du modèle interne, sa dynamique est comme suit :

$$\dot{\xi} = S \xi - \Gamma^T \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}, \quad \xi \in \mathbb{R}^6, \quad \Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_d \\ \Gamma_q \end{bmatrix} \quad (IV.26)$$

VI.4 Stabilité du système en boucle fermée

Le système des erreurs de (IV.1) est donné comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= Sz \\ \frac{de_d}{dt} &= -ai_{ds} + w_s i_{qs} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{dr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} - \frac{di_{ds}^*}{dt} - \Gamma_d z \\ \frac{de_q}{dt} &= -ai_{qs} + w_s i_{ds} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} P \phi_{dr} \Omega + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} - F_2(e_\Omega, \Omega) - \frac{J L_r}{P L_m \phi_{dr}} F_1(e_\Omega) \\ &\quad \left| \left(\frac{P L_m}{L_r J} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{f}{J} \Omega \right) + \frac{L_r F_1(e_\Omega)}{P L_m \phi_{dr}} \right| T - \Gamma_q z \\ \frac{de_\phi}{dt} &= \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{dr} \\ \frac{de_\Omega}{dt} &= \frac{P L_m}{L_r J} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T}{J} \end{aligned} \quad (IV.27)$$

En substituant les commandes (IV.2) dans (IV.27) nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{z} &= Sz \\ \dot{e}_d &= -k_d e_d + \Gamma_d e \end{aligned} \quad (IV.28)$$

$$\dot{e}_q = -k_q e_q - k_2 \tanh\left(\frac{k_2 h}{\varepsilon_2} e_q\right) + \frac{L_r F_1(e_\Omega)}{P L_m \phi_{dr}} T + \Gamma_q e \quad (IV.29)$$

$$\dot{e}_\phi = \frac{L_m}{\tau_r} e_d - k_\phi e_\phi \quad (IV.30)$$

$$\dot{e}_\Omega = \frac{P L_m}{L_r J} \phi_{dr} e_q - k_\Omega e_\Omega - k_1 \tanh\left(\frac{k_1 h}{\varepsilon_1} e_\Omega\right) - \frac{T}{J} \quad (IV.31)$$

Où $e = \xi - z$ est l'erreur de l'estimation de défauts, sa dynamique est donnée par :

$$\dot{e} = Se - \Gamma^T X, \quad X = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (IV.32)$$

Les équations (IV.30) et (IV.31) montrent que si $e_d \rightarrow 0$ et $e_q \rightarrow 0$ alors e_ϕ et e_Ω convergent vers zéro.

Afin de montrer la convergence de e_d et e_q vers zéro, nous utilisons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} e_d^2 + \frac{1}{2} e_q^2 + \frac{1}{2} e^T e \quad (\text{IV.33})$$

La dérivée de V par rapport au temps:

$$\dot{V} = -k_q e_d^2 - k_q e_q^2 - k_2 \tanh\left(\frac{k_2 h}{\varepsilon_2} e_q\right) e_q + \frac{L_r F_1(e_\Omega)}{P L_m \phi_{dr}} T e_q + X^T \Gamma e + e^T S e - e^T \Gamma^T X \quad (\text{IV.34})$$

Pour $k_2 > \left| \frac{L_r T}{P L_m \phi_{dr}} F_1(e_\Omega) \right|$, nous obtenons:

$$\dot{V} \leq -k_q e_d^2 - k_q e_q^2 - k_2 \tanh\left(\frac{k_2 h}{\varepsilon_2} e_q\right) e_q + k_2 \text{sign } e_q e_q + X^T \Gamma e + e^T S e - e^T \Gamma^T X \quad (\text{IV.35})$$

Dans (IV.35), nous avons:

$$e^T S e = 0, \text{ c'est dû à la structure de } S,$$

$$X^T \Gamma e - e^T \Gamma^T X = 0$$

Nous avons aussi [15]:

$$-k_2 \tanh\left(\frac{k_2}{\varepsilon_2} e_q\right) e_q + k_2 \text{sign } e_q e_q \leq \varepsilon_2$$

Alors l'équation (IV.35) devient:

$$\dot{V} \leq -k_q e_d^2 - k_q e_q^2 + \varepsilon_2 \quad (\text{IV.36})$$

Pour un choix convenable du paramètre de conception ε_2 , les trajectoires de e_d , e_q et $e(t)$ s'approchent de zéro. Cela signifie que les défauts sont compensés et détectés ($\xi \rightarrow z$).

IV.5 Estimateur du flux

Le flux n'est pas mesurable, afin de l'estimer nous utilisons l'estimateur du flux classique donné par l'équation suivante.

$$\frac{d\hat{\Phi}_{dr}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \hat{\Phi}_{dr} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} \quad (\text{IV.37})$$

IV.6 Les résultats de simulation

Pour la simulation, les valeurs nominales des paramètres physiques de la machine asynchrone sont choisies comme suit:

Résistance statorique $R_s = 4.85\Omega$;

Résistance rotorique $R_r = 3.805\Omega$;

Inductance statorique $L_s = 0.274\text{H}$;

Inductance rotorique $L_r = 0.274\text{H}$;

Inductance mutuelle $L_m = 0.258\text{H}$;

Moment d'inertie $J = 0.031\text{kg/m}^2$;

Frottement visqueux $f = 0.0014\text{N.m.s/rad}$;

Nombre de paires de pôles $P = 2$;

Puissance nominale = 1.5 KW ;

Les références de la vitesse et du flux sont fixées à : $\Omega^* = 100\text{rad/s}$ et $\phi_{dr}^* = 1\text{Wb}$, respectivement, aussi un couple de charge $T = 10\text{N.m}$ est appliqué.

Les paramètres du régulateur sont choisis comme suit :

$K_d = 500$, $k_q = 500$, $k_\Omega = 5$, $k_\phi = 100$, $k_i = 25$.

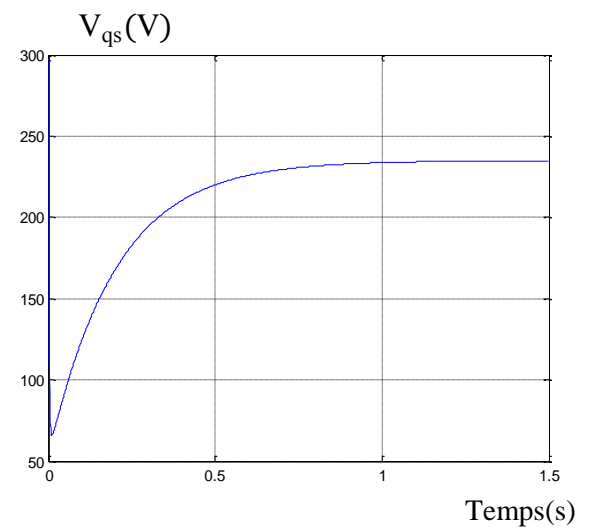
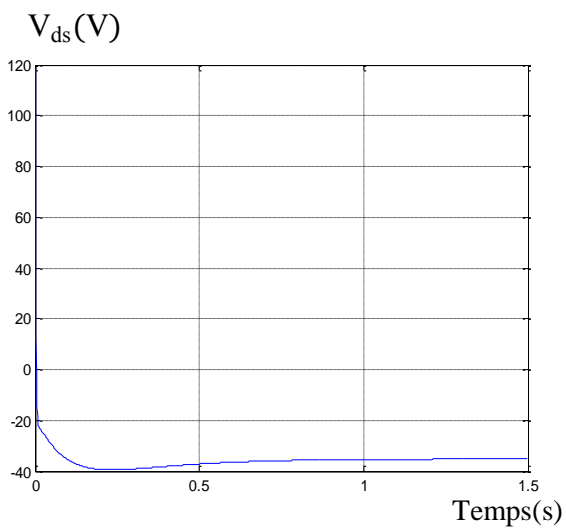
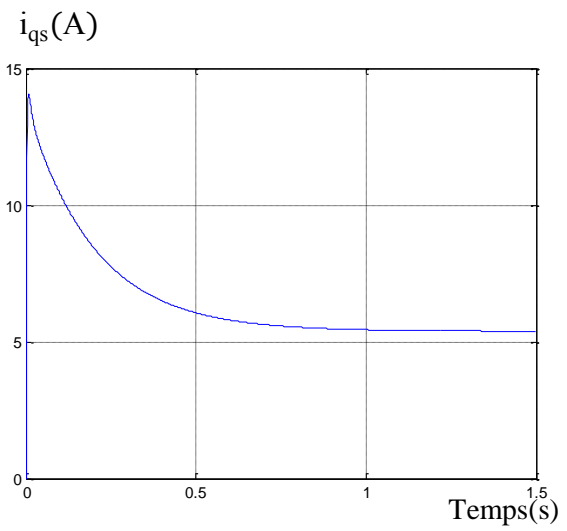
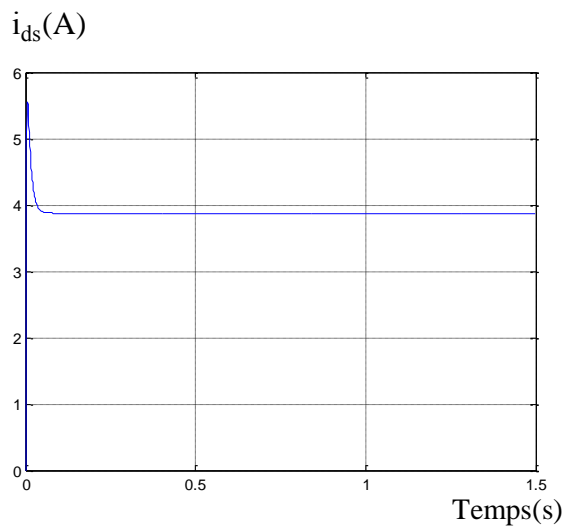
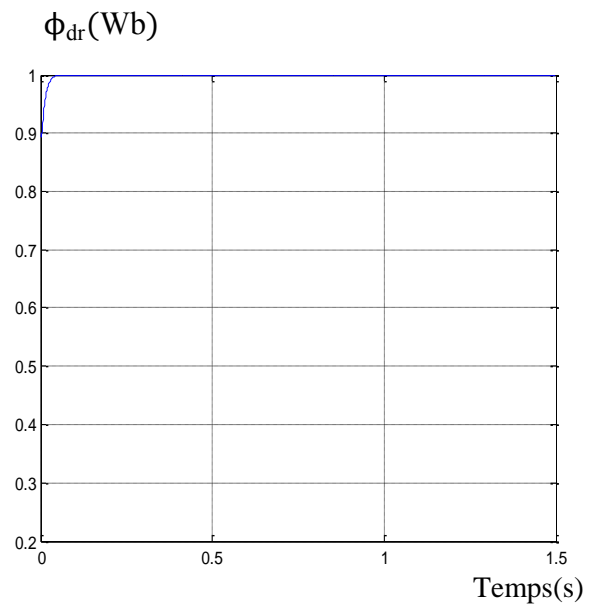
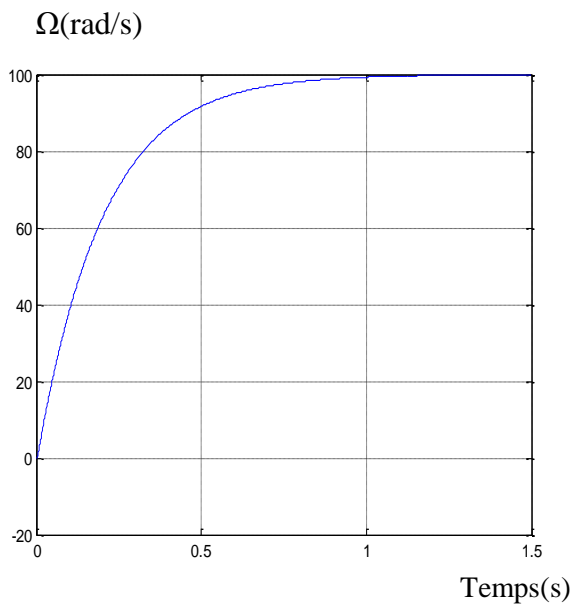
IV.6.1 Interprétations des résultats

La figure IV.1 montre les résultats de simulation obtenus en absence de défauts en utilisant les commandes nominales V_{dsn} et V_{qsn} . On constate que le flux et la vitesse suivent leurs références et l'effet de couple de charge est rejeté.

La figure IV.2 montre les résultats obtenus quand les défauts apparaissent ($z \neq 0$) à l'instant $t = 0.25\text{s}$. Le système est toujours commandé par les commandes nominales. On constate que la présence de défauts induit des oscillations dans toutes les grandeurs de la machine, donc les commandes V_{dsn} et V_{qsn} sont insuffisantes en cas de défauts.

La figure IV.3 montre les résultats de simulation en présence de défauts où les commandes supplémentaires V_{df} et V_{qf} (unités de compensation) sont ajoutées aux commandes nominales V_{dsn} et V_{qsn} . On constate que les oscillations sont éliminées, donc les défauts sont compensés.

Figure IV.4 montre la convergence de l'état du modèle interne ξ_I vers l'état de l'exosystème z_I , donc les défauts sont détectés.



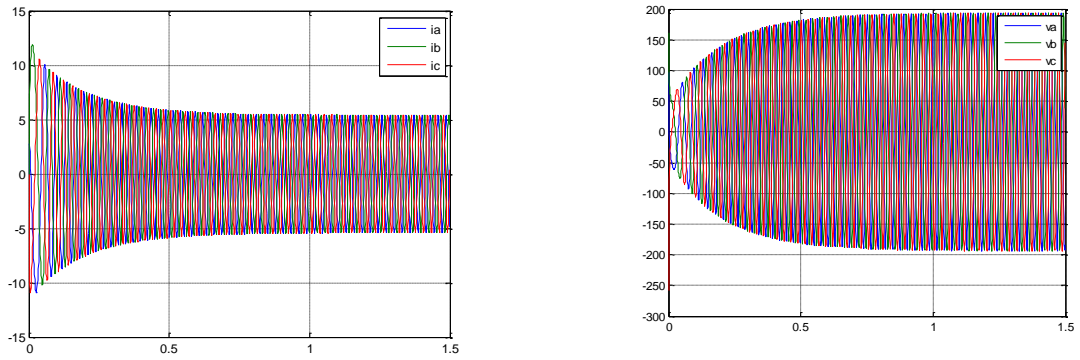
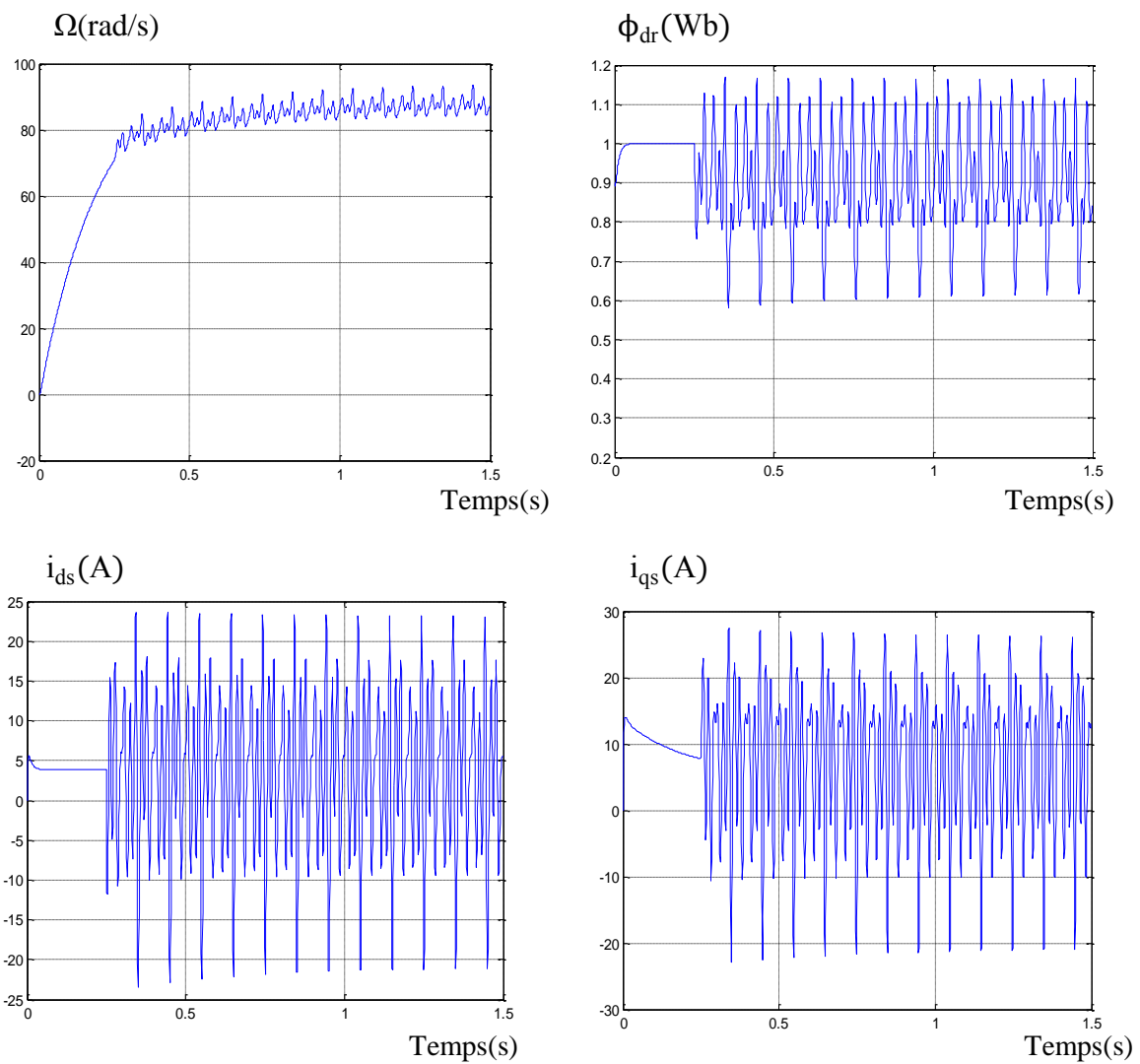


Figure IV.1 Résultats de simulation avec les commande backstepping nominales (V_{dsn}, V_{qsn}) en absence de défauts.



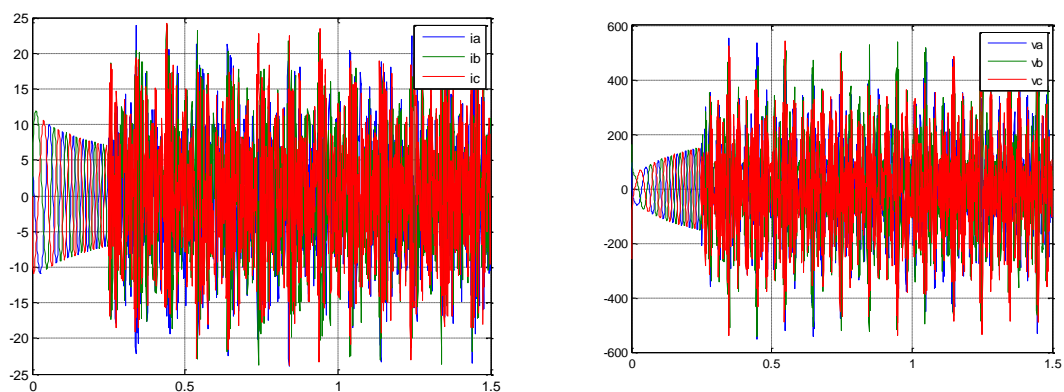
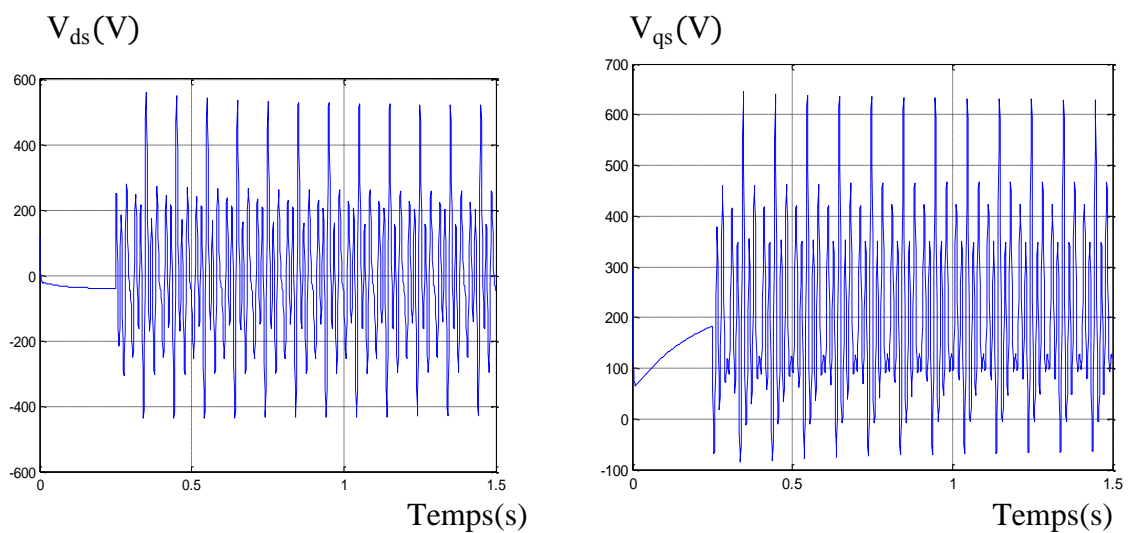
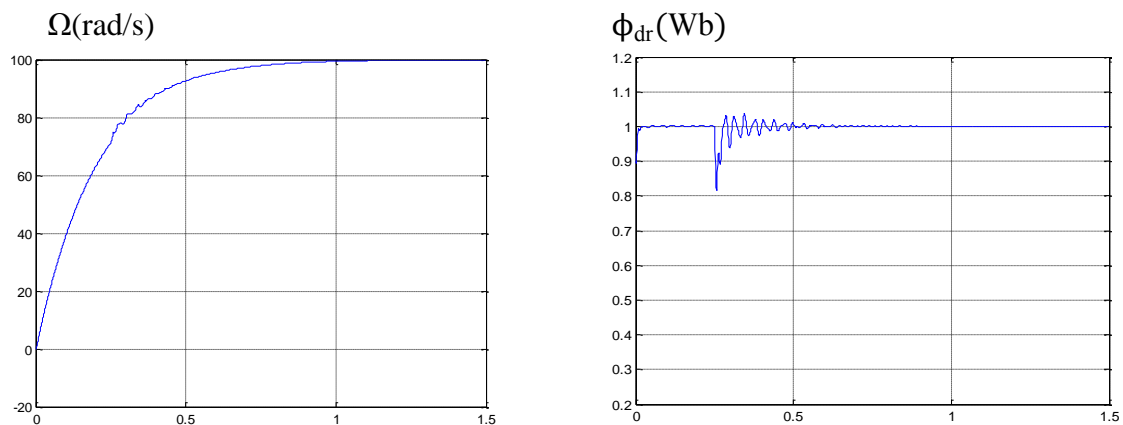


Figure IV. 2 Résultats de simulation avec les commande backstepping nominales (V_{dsn} , V_{qsn}) en présence de défauts.



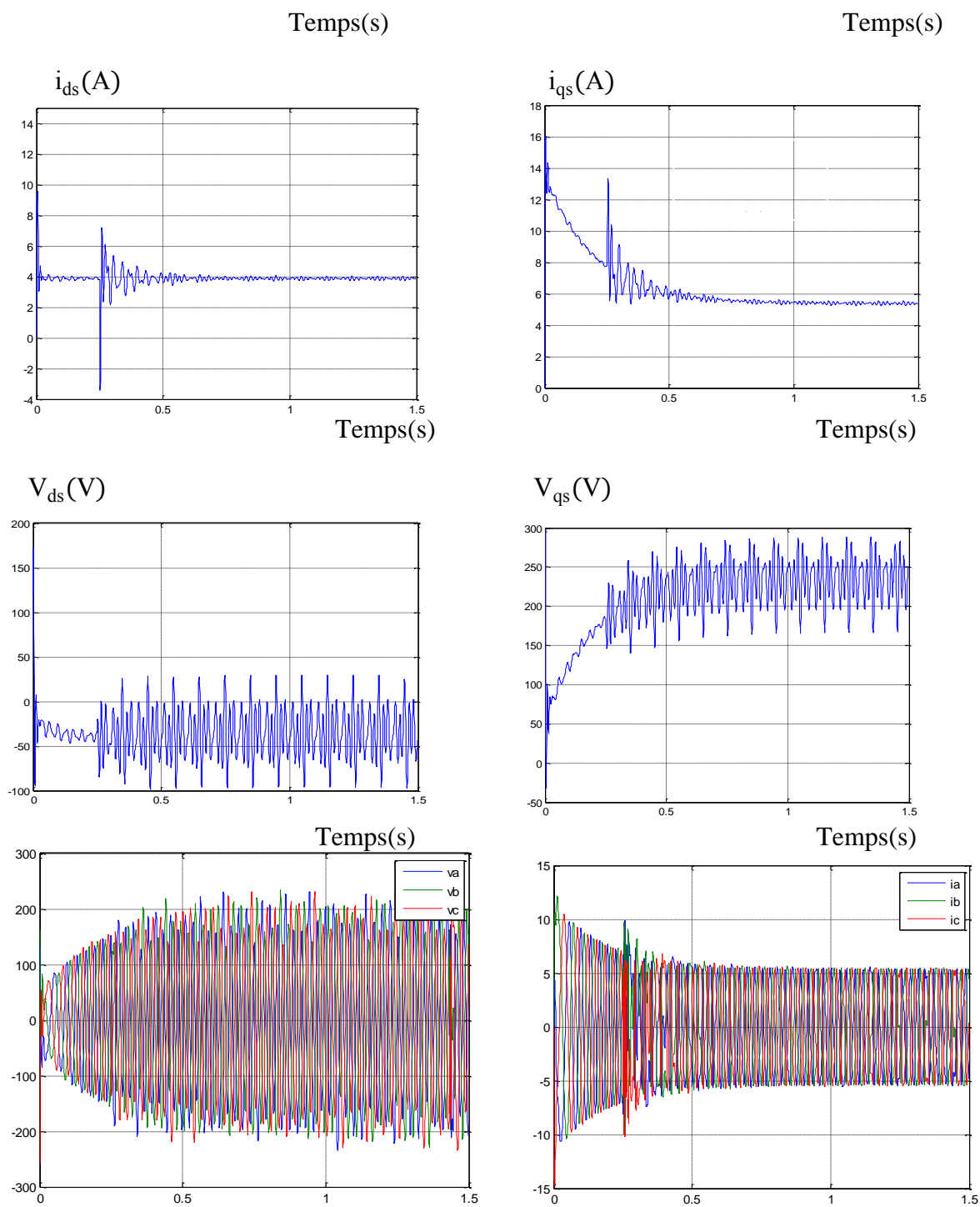


Figure IV.3 Résultats de simulation avec les commandes tolérantes aux défauts (V_{ds} , V_{qs}) en présence de défauts.

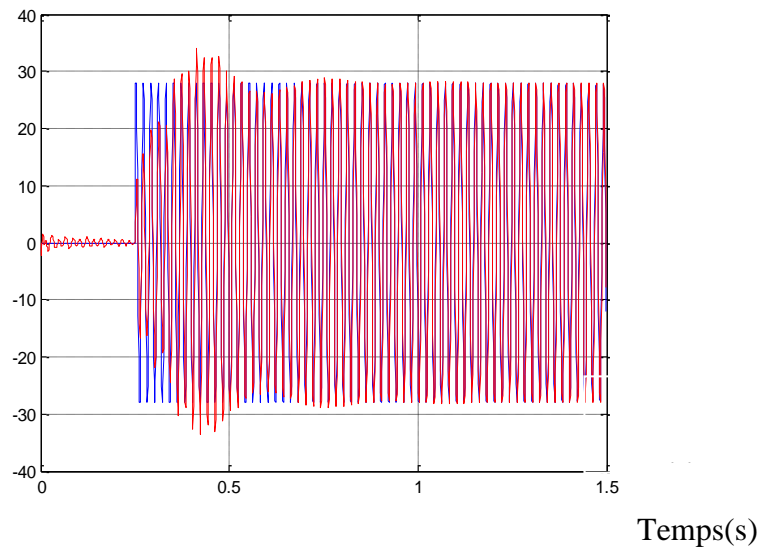



Figure IV.4. L'état de l'exosystème z_1 et du modèle interne ξ_1 .

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons élaboré une commande tolérante aux défauts pour le moteur asynchrone. L'approche proposée consiste à ajouter un terme supplémentaire à la commande nominale afin de compenser l'effet des défauts (étape de reconfiguration de la commande). Ce terme additif est issu du modèle interne dont le rôle est de reproduire le signal représentant l'effet du défaut (étape de détection de défauts).

Nous avons présenté les différents résultats de simulation obtenus en absence et en présence de défauts. Nous avons vu que la commande par backstepping (commande nominale) que nous avons calculée est robuste par rapport au couple de charge T mais elle est incapable de rejeter l'effet des défauts.

L'ajout d'une commande additive à la commande nominale (reconfiguration de la commande) permet de compenser l'effet des défauts (élimination des harmoniques dans les grandeurs de la machine) et le modèle interne utilisé permet de détecter les défauts.



**CONCLUSION
GÉNÉRALE**

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la synthèse d'une commande tolérante aux défauts pour la machine asynchrone. Une commande tolérante aux défauts est capable de maintenir les objectifs nominaux en dépit de l'occurrence d'un défaut.

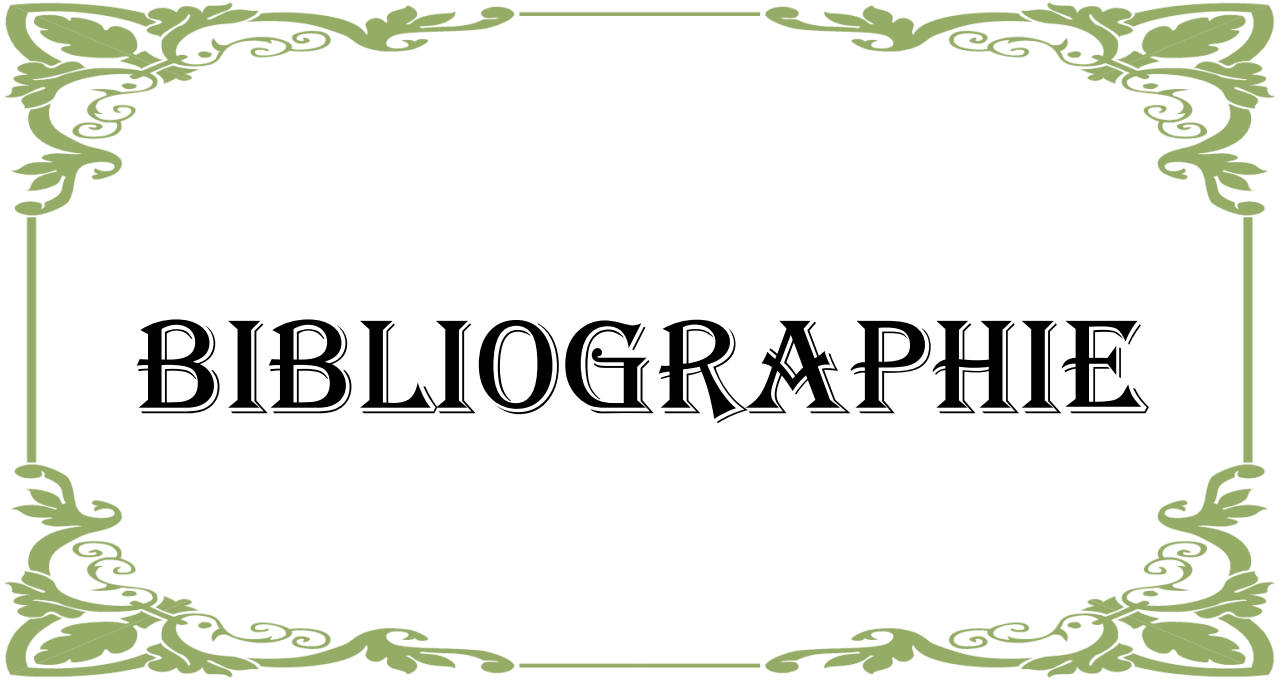
La modélisation de la machine asynchrone en absence et en présence de défauts a été abordée afin d'obtenir un modèle qu'on a utilisé dans les simulations et dans le calcul des lois de commande. Le modèle en présence de défauts est obtenu par la modélisation des harmoniques engendrées par les défauts dans les courants statoriques. Ces harmoniques sont modélisées par un exosystème.

La commande tolérante aux défauts élaborée est composée d'une commande nominale par backstepping capable de forcer le flux et la vitesse à suivre leurs références en présence d'un couple de charge et d'un terme additif qui permet d'annuler l'effet des défauts sur le système. Le terme additif utilise les informations fournies par le modèle interne dont le rôle est d'estimer l'effet du défaut.

Les résultats de simulation obtenus ont montré qu'effectivement la commande nominale permet de préserver les performances du système dans les situations non défaillantes et qu'elle est insuffisante dans les cas défaillants. L'augmentation de la commande nominale d'un terme additif permet de compenser l'effet des défauts.

Le travail présenté dans ce mémoire peut se poursuivre par l'étude des cas suivants:

- Commande tolérante aux défauts sans capteur de vitesse.
- Etude de cas où les pulsations générées par les défauts sont inconnues.



BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Radouane Bousseksou**, Modélisation analytique des machines Asynchrones : application au diagnostic, Mémoire de magister, Département d'Electrotechnique, Université Mentouri Constantine, 2007.
- [2] **Ikni Samir**, Diagnostic de pannes et commande tolérante aux fautes d'un robot manipulateur télé-opéré, Mémoire de Magistère, Département d'Electronique, Université de Batna, 2011.
- [3] **Mickaël Rodrigues**, Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires, Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy I, 2005.
- [4] **Noureddine Benbaha**, Commande robuste tolérante aux défauts : Application à la Machine à Courant Alternatif, Mémoire d'Ingénieur en Electrotechnique, Université de Batna, 2009.
- [5] **Dalil Ichalal**, Estimateur et diagnostic de systèmes non linéaires décrits par un modèle de Takagi- Sugeno, département d'Automatique, Université Nancy, 2009.
- [6] **Chakir Messaoud**, Commande robuste tolérante aux défauts : Application à la MSAP, Mémoire de magister en Automatique, Ecole National Polytechnique, Alger, 2006.
- [7] **Larabi Mohand Saïd, Roudi Bachir**, Diagnostic neuro-flou : Application à la machine asynchrone, mémoire d'Ingénieur en Automatique, Université de Skikda, 2005.
- [8] **Ahmed Khellassi**, Nouvelle méthodologie de synthèse de lois de commande tolérante aux fautes garantissant la fiabilité des systèmes, Spécialité, Université de Henri Poincaré, Nancy1, 2011.
- [9] **Carlos Canudas de Witt**, Modélisation contrôle vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones 1, Hermès Science publications, Paris, 2000.
- [10] **Gaëtan Didier**, Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillance, Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy I, 2004.
- [11] **Sadok Bazine, Jean Claude Trigeassou**, Les défauts des machines électriques et leur diagnostic, <http://www.emmanuel.schaeffer-lancelot.fr/aaaa.pdf>.
- [12] **Mouad Oubidar, Sedik Bendaoud**, Machine synchrone/ asynchrone, Mémoire d'Ingénieur en génie électromécanique, Université de Québec, 2010.
- [13] **Sediki Hamid**, Contribution à la synthèse d'observateurs des systèmes non linéaires : Application à la commande des machines électriques et réalisation d'un banc d'essai, Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2009.

- [14] **Bouchareb Ilhem**, Modélisation & Simulation de Défauts D'une Machine Synchrone à Réductance Variable, Mémoire de Magister, Département d'Electrotechnique, Université de Constantine, 2009.
- [15] **Abdelhalim Lalami**, Diagnostic et approches ensemblistes à base des zonotopes, Thèse de doctorat de L'UCP, département d'Automatique, Université de Cergy – Pontoise, 2008.
- [16] **Nadia Djeghali, Said Djennoune, Mohammed Tadjine, Malek Ghanes and Jean Pierre Barbot**, Internal model based fault tolerant control for induction motors, International Conference on Systems and Information Processing, ICSIP'09, May 2-4, 2009, Guelma.
- [17] **Jérôme Cieslak**, Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts : application à un système aéronautique, Thèse de Doctorat, Université Bordeaux I, 2007.
- [18] **Fateh Guenab**, Contribution aux systèmes tolérants aux défauts : Synthèse d'une méthode de reconfiguration et/ou de restructuration intégrant la fiabilité des composants, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1 (Spécialité Automatique), 2007.
- [19] **Rezaoui M^{ed} Mounir**, Commande d'un moteur asynchrone pentaphasé alimenté par Convertisseur Matriciel, Mémoire de Magister en Automatique, Ecole nationale polytechnique, 2007.
- [20] **Bazi Smail**, Contribution à la commande robuste d'une machine asynchrone par la technique PSO «Particle Swarm Optimization», Mémoire de Magister, Département d'Electrotechnique, Université de Batna, 2009.